Nachrichtentechnik Elektronik

6
1989

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · ISSN 0323-4657

04. Juli 1989
04. Juli 1989

F-Schichten
Tag
Nacht
300 km
E-Schicht (nur am Tag)
100 km
Raumwellen
Entfernung

Automatisierte Kurzwellen-Nachrichtenübertragung

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

SOMMAIRE

CONTENIDO

6
89

39. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik



Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat

Nationalpreisträger Prof. Dr. e. h. mult. M. v. Ardenne, Ing. G. Barth, Nationalpreisträger Dr.-Ing. D. Bogk, Prof. Dr. sc. techn. W. Cimander, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. em. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. e. h. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Dipl.-Ing. Egon Hanns, Ing. H. Jentzen, Prof. em. Dr. sc. techn. K.-H. Kleinau, Prof. Dr. sc. techn. H. Krambeer, Prof. Dr. sc. techn. D. Kreß, Prof. em. Dr.-Ing. e. h. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. e. h. F. H. Lange, Prof. Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W. Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Prof. Dr. sc. techn. H. Preuß, Dipl.-Ing. W. Rollmann, Prof. Dr. sc. techn. H. Stürz, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Vorschau

Im Heft 7 werden u. a. folgende Beiträge veröffentlicht:

- Herstellung und Charakterisierung von Monomode-LWL
- Untersuchungen zur Modenleistungsverteilung in Gradientenindex-LWL
- Übertragungsverhalten von LWL-Steckverbindungen
- Elektrische Charakterisierung von Halbleiterlasern und Modulen für die LWL-Nachrichtenübertragung
- Konzentriertes Rechnernetz auf der Basis des 32-bit-Busstandards IEE 896 Futurebus
- Dünn- und Dickschichtwiderstände mit speziellen Eigenschaften
- Grundgedanken für ein Beratungssystem zur rechnergestützten Zuverlässigkeitsanalyse im Entwicklungsprozeß
- Ortung von Kabeladerbrüchen mit Berücksichtigung kapazitiver Unsymmetrien

Titelbild

Trotz Satelliten- und LWL-Übertragung nimmt die Bedeutung der Kurzwellenübertragung keineswegs ab. Der Beitrag auf S. 202 stellt ein automatisiertes KW-Nachrichtenübertragungssystem vor.

Inhalt

ISSN 0323-4657

Umschau

Grundzüge eines automatisierten Kurzwellen-Nachrichtensystems

O. Golowin, Moskau; W. Schwarz, KDT, Dresden

Mitteilung aus dem Moskauer Elektrotechnischen Institut für Nachrichtenwesen (MEIS) und der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

1. Kurzwellen-Nachrichtenübertragung

Über die langen Jahre der Existenz von Kurzwellen-(KW-)Funkverbindungen wurde mehrfach die Meinung geäußert, das sie von anderen Übertragungsverfahren übertroffen oder sogar verdrängt werden. Tatsächlich kann ein einheitliches automatisiertes Nachrichtensystem auf der Grundlage hocheffektiver Kabel- und Richtfunkstrecken aufgebaut werden. In naher Zukunft beseitigt die Entwicklung der Lichtwellenleitersysteme praktisch alle Begrenzungen der Kanalkapazitäten der Nachrichtenverbindungen. Übertragungsprobleme mit schwach bevölkerten und abgelegenen Gebieten werden Satellitennachrichtensysteme lösen, wobei insbesondere auch die Bedeutung der letzteren mit mobilen Sende- und Empfangsstellen zunimmt. So nimmt die Kurzwellenübertragung in einem gut ausgebauten und normal funktionierenden Landesnachrichtensystem eine eher unbedeutende Rolle ein.

Dennoch steht die Frage des Ersatzes des Kurzwellenfunks in absehbarer Zukunft praktisch in keinem Lande der Welt. Im Gegenteil, die letzten Jahre sind durch eine rasche Entwicklung der Technik der Weitverkehrsverbindungen und einer erhöhten Aufmerksamkeit für die technische Weiterentwicklung des Kurzwellenfunks gekennzeichnet [5]. Der Hauptgrund dafür ist die stärkere Bewertung der Kurzwellenfunkverbindungen als außerordentlich wichtiges Reservenachrichtenmittel. Das erklärt sich durch eine Reihe von Eigenschaften der Kurzwellenverbindungen, die sie in bestimmten Situationen unentbehrlich machen. So kann z. B. der Ausfall bestimmter Relaisstationen von Richtfunkverbindungen oder der eines Satelliten zu großen Schwierigkeiten im allgemeinen Nachrichtennetz bis hin zur völligen Unterbrechung der Verbindung mit bedeutenden Landesteilen führen. In analogen Fällen können Kurzwellenverbindungen in kürzeren Fristen bei geringerem Aufwand wieder hergestellt werden. Beim Auftreten starker atmosphärischer Ionisation wird eine Kurzwellenverbindung häufig nicht in so großem Maße gestört wie andere Funkverbindungen. Sie ist anpassungsfähiger und schneller wieder herstellbar als andere Arten von Verbindungen. Es sei auch erwähnt, daß die Kurzwellenübertragung eine bestimmte Rolle bei der Gewährleistung von Satellitenfunkverbindungen durch erdgebundene Übertragung (Dienstverbindungen und Synchronisation) spielt. Kurzwellenverbindungen werden außerdem in weiten Teilen der Volkswirtschaft angewandt.

Die gegenwärtige Etappe der Entwicklung des Kurzwellenfunks ist durch eine prinzipielle Rekonstruktion der technischen Einrichtungen und ihres Betriebs gekennzeichnet. Dabei steht die Lösung folgender Aufgaben im Vordergrund:

- Bedeutende Verringerung des Aufwands beim Betrieb der Anlagen (Einsparung von Dienstpersonal und damit Lohnkosten, Beseitigung subjektiver Einflüsse, Erhöhung der Zuverlässigkeit der Systeme, Vereinfachung und Verkleinerung der technischen Ausrüstungen und Anlagen)
- Erhöhung der Stabilität der Verbindungen, Verringerung der Fehlerhäufigkeit, automatische Fehlerbeseitigung, automatische Reservehaltung, hocheffektive Anpassung an veränderliche Übertragungsbedingungen (Störungen und Wellenausbreitung)
- Energieeinsparung
- Gewährleistung der Verbindung mit allen interessierten Nutzern des Landes.

Es zeigt sich, daß moderne KW-Funkverbindungen vollständig automatisiert und adaptiv bezüglich veränderlicher Kanalcharakteristiken gestaltet werden müssen.

Die automatische Steuerung von Funkverbindungen ist eine außerordentlich komplexe Aufgabe. Das ist verbunden mit der Kompliziertheit und der Nichtstationarität der KW-Ausbreitung und der Störungen. Unter diesen Bedingungen macht die Gewährleistung von Funkverbindungen mit der erforderlichen Qualität und Zuverlässigkeit eine automatische Adaptation, d. h., eine Anpassung der Systemkomponenten an die Ausbreitungs- und Störbedingungen notwendig.

Aufgrund ionosphärischer Einflüsse und der ohnehin sehr starken Auslastung des Kurzwellenbereichs werden besondere Forderungen

- an eine hohe Zuverlässigkeit der Verbindungen
- an die elektromagnetische Verträglichkeit und
- die Effektivität der Nutzung des Frequenzspektrums gestellt.

Neben der breiten Anwendung im zivilen und militärischen Bereich können Kurzwellensysteme auch zum Aufbau von regionalen Nachrichtensystemen verwendet werden. Die typische Ausdehnung einer Versorgungszone oder Region beträgt dabei etwa 500 km im Durchmesser.

In der Versorgungszone werden KW-Verbindungen zwischen Funkstellen im Abstand von 200 bis 500 km voneinander realisiert. Die Bedeutung eines zuverlässigen und hocheffektiven regionalen KW-Nachrichtensystems ist insbesondere dort sinnvoll, wo große,

Bild 1. KW-Ausbreitung in der Ionosphäre (nach [5])

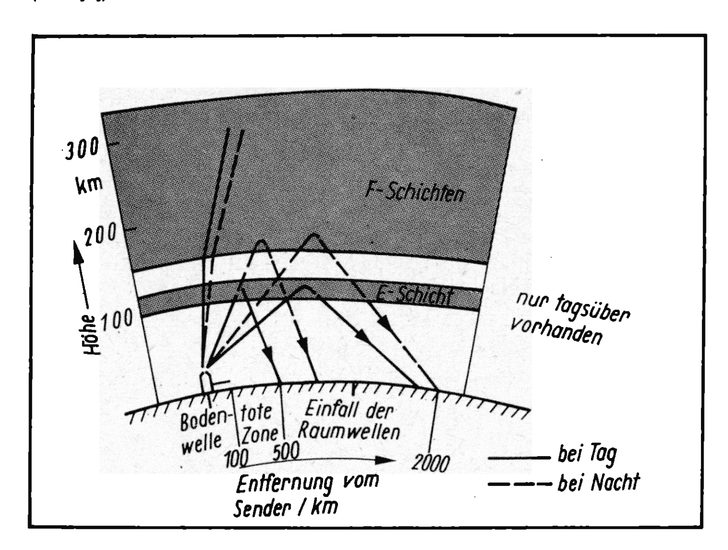
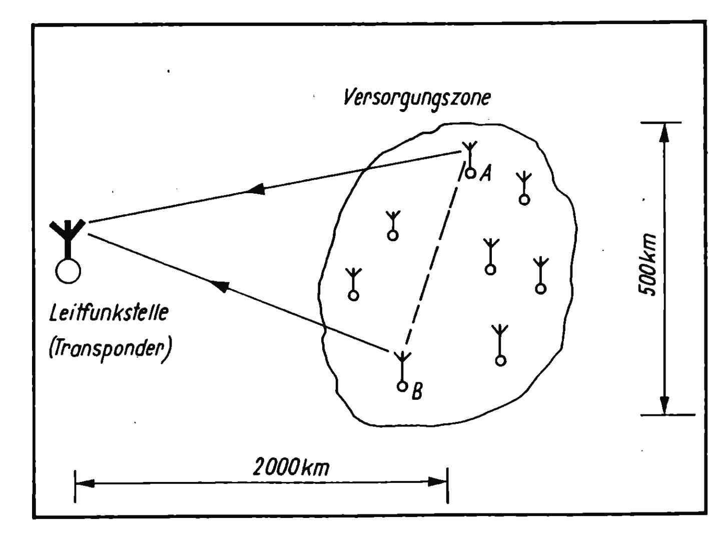


Bild 2. Schema eines regionalen KW-Nachrichtensystems mit abgesetzter Leitfunkstelle (Transponder)



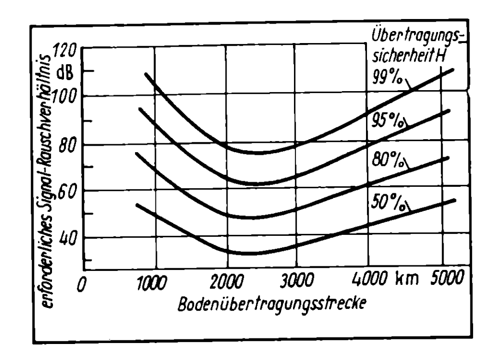


Bild 3. Erforderliches Signal-Rauschverhältnis in Abhängigkeit von der (Boden-)Übertragungsstrecke zur Gewährleistung einer Übertragungssicherheit H mit einer relativen Fehlerhäufigkeit von 10^{-4} bei einer Telegrafieübertragung von 282 Baud mit Frequenzumtastung (nach experimentellen Ergebnissen aus [4])

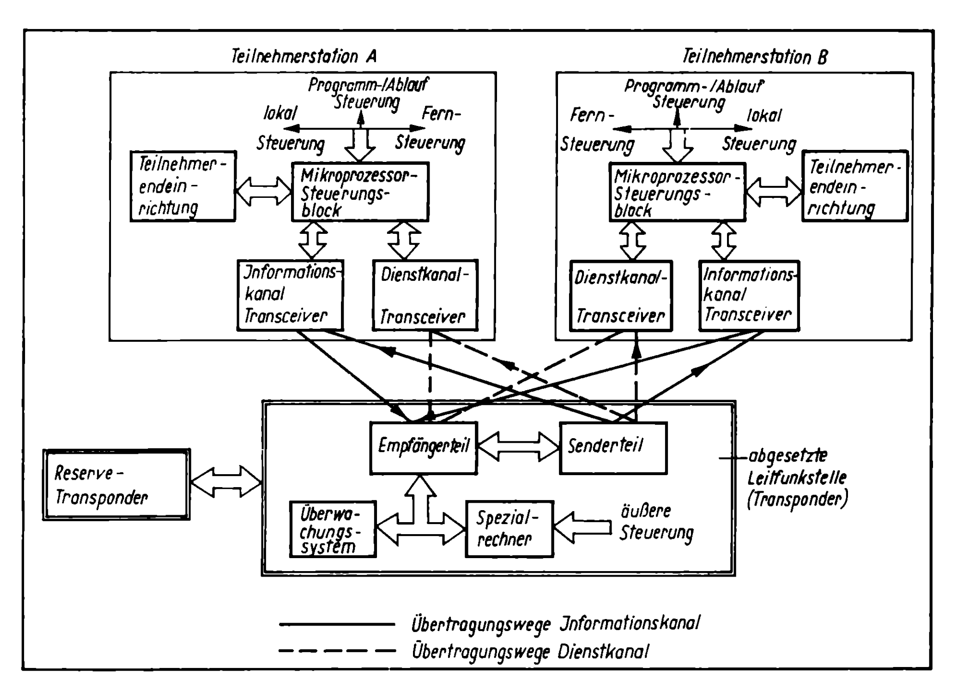




Bild 4. Grundstruktur einer Nachrichtenverbindung über eine Leitfunkstelle

schwer zugängliche und dünn besiedelte Räume mit Flüssen, Sümpfen den Bau und den Betrieb von drahtgebundenen und Richtfunkübertragungslinien erschweren oder ihn unmöglich oder unökonomisch machen [7].

2. Besonderheiten eines regionalen Nachrichtensystems mit abgesetzter Leitfunkstelle

Für ein regionales Nachrichtensystem ist eine hohe Flexibilität bezüglich einer veränderlichen räumlichen Verteilung der Nachrichtenmittel als auch bezüglich des zu übertragenden Informationsaufkommens besonders wichtig. Ein regionales Netz kann in traditioneller Weise durch direkte Verbindungen jedes mit jedem Teilnehmer realisiert werden. Allerdings ist eine KW-Funkverbindung zwischen 200 bis 500 km voneinander entfernten Funkstationen mit erheblichen Schwierigkeiten verbunden. Die bekannten Ausbreitungsbedingungen für Kurzwellen haben eine geringe Zuverlässigkeit und Störsicherheit zur Folge. Kurzwellen breiten sich über Entfernungen von weniger als 2000 km bekanntlich auf zwei verschiedenen Ausbreitungswegen aus, mit bedeutenden Laufzeitdifferenzen zwischen den Wellenzügen und unterschiedlicher Dämpfung (Bild 1). Dadurch ist der Empfang von Telegrafiesignalen in der Übertragungsgeschwindigkeit begrenzt und sehr fehleranfällig. Es ergibt sich die Notwendigkeit, auf kurzen Übertragungsstrecken eine aufwendige Gerätetechnik und vergleichsweise leistungsstarke Sender zu verwenden. Außerdem müssen bei multilateralen Funkverbindungen isotrope (nichtrichtende) Antennen, eine große Anzahl von Arbeitsfrequenzen und ein relativ schmales Gebiet im unteren Teil des KW-Bereichs, in dem die Pegel von Fluktuations- und Impulsstörungen hoch sind, benutzt werden.
Die Forderung nach Erhöhung der Zuverlässigkeit regionaler Kurzwellenfunkverbindungen und nach Erweiterung ihrer funktionellen Möglichkeiten führt zur Notwendigkeit der Nachrichtenübertragung über eine aus der Nachrichtenzone abgesetzte Leitfunkstelle (Transponder), die sich in möglichst optimaler Entfernung befindet und die Rolle einer zentralen Steuer-, Verteilungs-, Regenerations- und Kontrollstation spielt (Bild 2), [1]. Funkverbindungen mit Leitfunkstelle haben sich bereits für Weitverkehrsverbindungen und im mobilen Seefunkdienst bewährt.
In einem regionalen Kurzwellenfunksystem mit Leitfunkstelle bestehen Funkverbindungen nicht unmittelbar zwischen den Stationen, sondern über die Leitfunkstelle, die um 2000 bis 2500 km aus der Nachrichtenzone abgesetzt ist. Dadurch wird die erforderliche Übertragungsqualität bei minimalem Signal-Rausch-Verhältnis garantiert. Bild 3 zeigt dazu das erforderliche mittlere Signal-Rauschverhältnis für eine Telegrafieübertragung in Abhängigkeit von der Übertragungsstrecke und der Übertragungssicherheit.
Eine erste Analyse eines solchen Nachrichtensystems zeigt, daß die Erhöhung der Qualität, Störsicherheit und Effektivität durch folgendes erreicht werden:

- Übergang zu Weitstreckenfunkverbindungen, die unter den Bedingungen der Wellenausbreitung im Dekameterbereich optimal sind
- Übergang vom niederfrequenten Teil des KW-Bereichs zu höherfrequenten Gebieten, was sowohl das Band möglicher Arbeitsfrequenzen erweitert, als auch zum Absinken der Störpegel führt
- Verringerung der Sendeleistung für Funkstationen der Sendezone durch Optimierung der Empfangsbedingungen, größere Sendeleistung der Leitfunkstelle und Anwendung scharfbündelnder Antennen
- Zentralisierung der Verteilung der Arbeitsfrequenzen und Trägermehrfachnutzung für die Verbindung mit unterschiedlichen Empfangsfunkstellen
- Einbeziehung eines Prognosesystems für die Ausbreitungs- und Störbedingungen in die Leitfunkstelle
- operative zentrale Überwachung und adaptive Steuerung der Funkstellen in der Nachrichtenzone, wodurch optimale Bedingungen für die Informationsübertragung, eine laufende Qualitätskontrolle aller Teile des Nachrichtensystems und eine Selbstoptimierung des Systems bei sich ständig ändernden Bedingungen realisiert werden können.

Umfangreiche Berechnungen ergaben etwa folgende summarischen Werte für den Gewinn bei Verwendung eines abgesetzten Transponders im Vergleich zur direkten Übertragung. Verbesserungen durch adaptive Steuerung der Verbindungen sind dabei nicht berücksichtigt:

Gewinn durch Antennensysteme	+ 20 dB
Gewinn durch Verringerung atmosphärischer Störungen	+ 15 dB
Zusätzliche Dämpfung durch größere Übertragungsstrecke	− 10 dB
Gesamtgewinn	+ 25 dB.

Der Einsatz einer zentralen Leitfunkstelle eröffnet die Möglichkeit der Automatisierung des gesamten regionalen Nachrichtensystems und seines unbemannten Betriebs.

3. Prinzipielle Struktur einer Nachrichtenverbindung mit Leitfunkstelle

Die Grobstruktur eines solchen Systems mit Leitfunkstelle und 2 Teilnehmerstationen ist im Bild 4 dargestellt. Zur Steuerung der Teilnehmerstationen sind lokale, Fern- und Ablaufsteuerungssysteme vorgesehen. Zwischen dem Transponder und jeder Teilnehmerstation existieren 2 Duplexkanäle (Informations- und Dienstkanal), die die Verbindung mit der Endgerätetechnik, den Auf- und Abbau der Verbindungen und die Steuerung des Informationsaustauschs gewährleisten. Die Steuerung der Funktionsblöcke der

Teilnehmerstationen übernimmt ein Mikroprozessorsteuerungssystem.

Die Leitfunkstelle übernimmt den Empfang, die Verarbeitung und die Weitergabe des Signals, die Qualitätsüberwachung des Informationskanals und die adaptive Steuerung des Nachrichtensystems. Die Abstimmung der Teilnehmerstationen erfolgt über den Dienstkanal. Zur Erhöhung von Zuverlässigkeit und Funktionssicherheit des Nachrichtensystems kann eine stationäre oder mobile Reserveleitfunkstelle vorgesehen sein. Die Leitfunkstelle muß darüber hinaus eine Verbindung zur Fernsteuerung durch eine Zentrale höherer hierarchischer Ordnung haben.

Die Anpassung der Übertragungskanäle an die Ausbreitungsbedingungen schließt ein:

- automatische Umschaltung der Arbeitsfrequenz, der Übertragungsgeschwindigkeit und der Modulationsart
- Übergang auf Frequenzbereiche mit minimalen Störungen
- Steuerung der Sendeleistungen
- automatische Einstellung der Richtcharakteristiken der Antennen usw.

In die Leitfunkstelle kommen bei adaptiven Systemen zusätzlich Einrichtungen zur Schätzung der Qualität des Empfangssignals und zur Überwachung der Wellenausbreitung hinzu.

Die Einrichtung, die die automatische Steuerung und Adaptation realisiert, ist in der Regel ein Spezialrechner, der seine Eingangsinformationen von entsprechenden Gebern und Meßgliedern aus den Empfangssignalen, Zustandsmeldungen von den Teilsystemen der Stationen und Informationen vom automatischen Ionosphärendienst erhält. Die größten Schwierigkeiten bereitet die Automatisierung der Prozesse im Empfangsteil der Leitfunkstelle, insbesondere die Gewährleistung einer einfachen und schnellen Umschaltung auf eine beliebige Frequenz des Kurzwellenbereichs, einer hohen Stabilität der Einstellung und der vollständigen Automatisierung aller Steuer- und Adaptationsprozesse. Die modernen Entwicklungen auf dem Gebiet der Funkempfangstechnik ermöglichen es jedoch, diese Aufgabe mit vertretbarem Aufwand zu lösen.

Zur Lösung der Probleme der elektromagnetischen Verträglichkeit kann sich der Sendeteil der Leitfunkstelle zur Verminderung von Empfangsstörungen etwas näher an der Nachrichtenzone als der Empfängerteil befinden. Beide Teile werden dann über Kanal oder Richtfunkstrecken miteinander verbunden. Mit regionalen Nachrichtensystemen mit abgesetzter Leitfunkstelle können zuverlässige und wirtschaftliche Nachrichtennetze für größere Territorien eingerichtet werden. Eine Leitfunkstelle kann dabei z.B. zwei Nachrichtenzonen im Abstand von einigen tausend Kilometern versorgen. Durch Mehrkanalnachrichtentrassen zwischen Leitfunkstellen kann man die zugeordneten Nachrichtenzonen so zu einem einheitlichen Netz zusammenfassen.

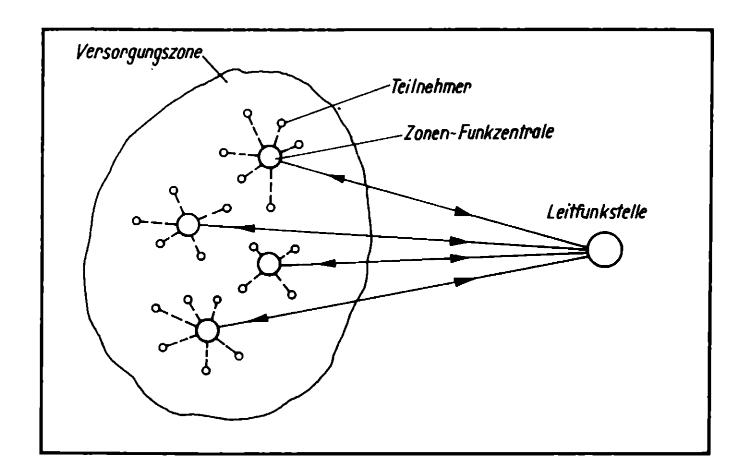


Bild 5
Struktur des ISKRA-Systems

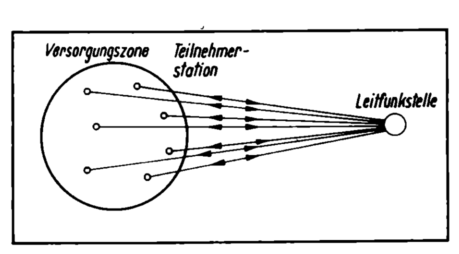


Bild 6
Struktur des RASKAT-Systems

4. Strukturvarianten für territoriale Nachrichtensysteme mit Leitfunkstelle

Von allen denkbaren Varianten für die Struktur eines territorialen Nachrichtensystems sind 2 Grenzfälle möglich:

- Im 1. Fall wird in der Nachrichtenzone eine Reihe gewöhnlicher Funkzentralen verteilt, die durch radiale Kabel oder Richtfunklinien mit den nächsten Teilnehmern verbunden sind (Bild 5). Die Leitfunkstelle ist dann die Hauptfunkzentrale, deren Ausrüstung im Prinzip der mehrfachen typisierten Ausrüstungen der Funkzentralen der Nachrichtenzone entspricht. Eine typische Verbindung zwischen 2 Teilnehmern wird dann über die Kette „Teilnehmer A — Zonen-Funkzentrale — Leitfunkstelle — Zonen-Funkzentrale der — Teilnehmer B" hergestellt.

Die Zone und die Leitfunkstelle werden in dem Fall ausschließlich über Gruppenkanäle verbunden. Der Einfachheit halber wird diese Variante im weiteren kurz ISKRA (russ. Abkürzung für „ionosphären-System mit Kurzwellen, Retranslator bzw. Transponder und Automatisierung") genannt.

- Im 2. Fall hat jeder Teilnehmer Verbindung mit dem Transponder nach dem System der freien Kanalzuweisung (Bild 6).

Das Prinzip dieses Systems erinnert an das einer Satellitennachrichtenverbindung mit mehreren Bodenstationen. Diese Variante wird kurz RASKAT (russ. Abkürzung für „Adaptives Retranslatorsystem der Kurzwellenteilnehmertelegrafie") genannt.

4.1. Das ISKRA-System

Entsprechend der Grundstruktur dieses Systems nach Bild 5 sind die Teilnehmer mit den Zonen-Funkzentralen verbunden, die ihrerseits Nachrichten über die Leitfunkstelle austauschen. Die Arten der Signale können in dem Fall verschieden sein. Einige der Teilnehmer können mit beliebigen anderen Teilnehmern Telefonverbindungen aufnehmen, andere können Telegrafieverbindungen über entsprechende Mehrfach-Einseitenbandausnutzung von Telefoniekanälen aufnehmen. Jede Funkstation der Zone arbeitet auf einer ihr zugewiesenen Frequenz, kann einen oder mehrere Einseitenbandkanäle benutzen, und eine bestimmte Reihenfolge der Kanalbenutzung für die angeschlossenen Teilnehmer festlegen. Die Nachrichtenkanäle zwischen der Zone und dem Transponder müssen bei digitaler Informationsübertragung verhältnismäßig schnell sein. Im allgemeinen werden sie duplex ausgelegt. Die Leistungen der Sender in der Zone müssen relativ groß gewählt werden, was ihre gemeinsame Aufstellung mit den Empfängern erschwert; deshalb ist die Anwendung von Transcievern in diesem System kaum wahrscheinlich. Die Automatisierung der Nachrichtenverbindungen zwischen den Teilnehmern ist durch die Zweiebenenstruktur des Systems relativ kompliziert.

Das betrachtete System steht strukturell und organisatorisch dem gegenwärtigen System der Kurzwellen-Nachrichtenverbindungen nahe. Es kann unter Verwendung bereits existierender Funkzentralen realisiert und betrieben werden.

Für jede Funkverbindung „Transponder-Region" empfiehlt sich im Transponder ein getrennter Sender mit eigener Frequenz.

Der Frequenzdienst schließt zusätzliche technische Einrichtungen aktiver und passiver Überwachung und Kontrolle ein, die in Bild 4 nicht dargestellt sind.

Mängel des ISKRA-Systems sind hoher Aufwand, hohe Kosten, großer Energiebedarf und Kompliziertheit der Automatisierung und Steuerung. Die relativ einfache Realisierungsmöglichkeit dieser Variante läßt sie für eine Etappe experimenteller Untersuchungen günstig erscheinen. In perspektivischen Systemen der nächsten Generation ist sein Einsatz nicht zu erwarten.

4.2. Das RASKAT-System

Die Struktur dieses Systems (Bild 6) hat folgende Besonderheiten:

- Die Teilnehmer werden unmittelbar über den Transponder miteinander verbunden.
- Das System ist homogen: Die Teilnehmerfunkstationen arbeiten in der Regel im Simplexbetrieb und können einheitlich sein; übertragen wird digital mit fester Geschwindigkeit und allgemeiner Synchronisation.
- Die typische Teilnehmerendeinrichtung ist über Fernschreiber — Interface angeschlossen. Die geringe Übertragungsgeschwindigkeit vermeidet weitgehend Signalverzerrungen durch Symbolinterferenzen. Entsprechend vereinfacht sich die Anpassung des Systems an die Bedingungen der Wellenausbreitung.
- Die Verbindungskanäle von der Zone zum Transponder sind schmalbandig mit Frequenzteilung; damit wird auch der Störeinfluß durch Schmalbandrauschen sehr gering.

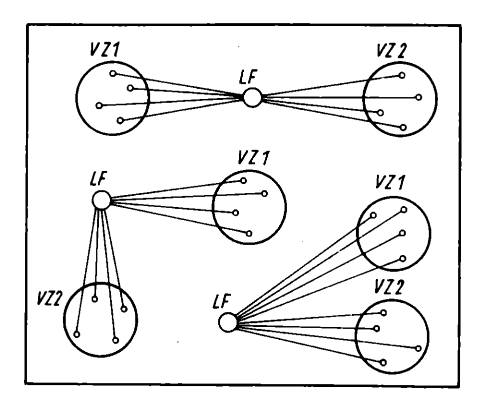


Bild 7
Geometrische Varianten bei gleichzeitiger Versorgung zweier Versorgungszonen VZ1 und VZ2 durch eine Leitfunkstelle LF

- Die Sender der Teilnehmerfunkstationen haben eine geringe Sendeleistung, was zusammen mit dem Simplexbetrieb ihre Vereinigung mit den entsprechenden Empfängern, d.h. die Anwendung von Transcievern und ihre Gestaltung in mobiler Technik ermöglicht. Die geringe Leistungsfähigkeit der Teilnehmerfunkstationen wird dabei durch einen entsprechenden Ausbau der Transpondertechnik kompensiert.
- Das Gruppenspektrum im Empfangstrakt des Transponders entsteht als Summe der von den Teilnehmerfunkstellen eintreffenden Spektren. Dabei entfällt das Problem des Peak-Faktors des Senders und die damit verbundene Reduzierung der Leistung im partiellen Kanal, was im ISKRA-System unvermeidlich ist.
- Alle Funkstationen der Nachrichtenzone können mit allen Stationen einer anderen durch den Transponder versorgten Zone Verbindung aufnehmen (Bild 7). Auf diese Weise kann ein landesweites Reservenachrichtensystem aufgebaut werden.
- Bei einer Übertragungsgeschwindigkeit von 50 Baud, d.h. bei einer Grundfrequenz von 25 Hz, ergibt sich eine Kanalbandbreite bei Amplitudenmodulation von nicht mehr als 200 Hz, (einschließlich 3. Harmonische), was ermöglicht, in einem Telefoniekanal von 3 kHz bis zu 15 Telegrafiekanäle unterzubringen. Bei Frequenzumtastung sind es bei einem Unterträgerabstand von 120 Hz (CCIR) bis zu 20 Kanäle. Die Bandbreite des Transpondersenders kann 2, 3 oder 4 Telefoniekanälen entsprechen und damit bei günstigen Ausbreitungsbedingungen entsprechend 60 bis 80 Telegrafiekanäle umfassen. Unter Berücksichtigung der zeitlichen Belegung der Telegrafiekanäle kann die Teilnehmeranzahl in jeder Nachrichtenzone in der Größenordnung 500 und höher liegen.
- Bei ungünstigen Ausbreitungsbedingungen können einem Teilnehmer gleichzeitig 2 um 500 bis 1000 Hz auseinanderliegende Schmalbandkanäle zugewiesen werden (Frequenzdiversity). Dadurch erhöht sich die Stabilität und Störsicherheit der Verbindungen wesentlich. Auf diese Betriebsart kann automatisch durch ein entsprechendes Adaptionssystem übergegangen werden. Ebenso wie eine Frequenzdiversity können im Transponder eine entsprechende Polarisations- und Raumdiversity verwendet werden.
- Bei begrenzter Kanalzahl kann eine hierarchische Kanalzuweisung erfolgen. Dabei werden entsprechende Prioritäten über spezielle Rufcodes der entsprechenden Teilnehmer realisiert.
- Die Konzentration der Kontroll- und Steuereinrichtungen für das ganze Nachrichtennetz im Transponder ermöglicht eine besonders zielgerichtete Organisation der Dienstkanäle und mit ihrer Hilfe eine effektive Realisierung einer automatischen, optimalen und adaptiven Arbeitsweise des Systems.
- Der Sender des Transponders überträgt ein Gruppensignal für alle Funkstationen der Nachrichtenzone, wobei jede Teilnehmerfunkstation automatisch über Dienstkanalkommandos auf den ihr zugewiesenen Kanal abgestimmt wird.
- Die Homogenität des Systems (einheitliche Teilnehmerstationen und einheitliche Parameter aller Nachrichtenkanäle) vereinfacht die Anwendung von störsicheren Codierungen, automatischer Fehlerkorrektur und Informationsverschlüsselung.

Somit sind für das RASKAT-System charakteristisch: Einkanaliges Senden durch den Teilnehmer; Bildung des Gruppenspektrums im Raum; Gruppenempfang im Transponder; Signalverarbeitung, Bildung und Aussendung des Gruppenspektrums durch den Transponder und individueller Signalempfang durch den Teilnehmer über den ihm automatisch zugewiesenen Kanal.
Die Verbindungen werden äußerlich wie bei einer gewöhnlichen Telefon- oder Telexverbindung aufgebaut. Der Teilnehmer gibt ein Startsignal und die Rufnummer des gewünschten Teilnehmers. Empfänger und Sender stellen sich automatisch über Dienstkanalsignale ein. Erforderlichenfalls können Sendung und Empfang auch programmgesteuert entweder durch Teilnehmerruf oder über den Steuertrakt vom Transponder ausgelöst werden. Ein automatischer Funkwellendienst kontrolliert ständig die Wellenausbreitung, die Signal- und Störintensitäten in den Frequenzbändern und die Signalqualität. In Abhängigkeit davon werden optimale Übertragungsbereiche ausgewählt und dem Steuerungssystem übergeben.
Für eine automatische Vermittlung ist die Numerierung der Kanäle mit Angabe der Übertragungsrichtung und der Frequenz erforderlich. Als Beispiel werde ein 5stelliges Signal für die Sendereinstellung betrachtet, das den Richtungscode, die Nummer des HF-Kanals und die Nummer des darin zugewiesenen partiellen NF-Kanals enthält. So bedeutet z.B. der Code 1 19 18: Sendereinstellung- 1, Nummer des HF-Kanals-19, Nummer des NF-Kanals 18.
Bei der Entwicklung des RASKAT-Systems sind viele prinzipielle Fragen zu klären und eine ganze Reihe von Teilsystemen und Geräten zu realisieren. Dazu gehören insbesondere:

- hochzuverlässige Sende- und Empfangsantennen, die bei mobilem Betrieb einen schnellen Auf- und Abbau ermöglichen; erstrebenswert ist zusätzlich polarisationsselektiver Empfang
- Transceiver für Teilnehmerstationen mit schneller Abstimmung über Dienstkanalkommandos
- Breitbandantennenverstärker mit Unterdrückung starker schmalbandiger Störungen und ferngesteuerte Antennenumschalter
- Mehrkanalempfänger für den Transponder mit automatischer und Fernsteuerung und schneller elektronischer Abstimmung
- Combiner zur Zusammenfassung von Signalen bei Diversity-Empfang
- synchrone Regeneratoren für Telegrafiesignale
- Schutzvorrichtungen gegen starke elektromagnetische Impulse
- Einrichtungen zur automatischen Fehlererkennung (ARQ Automatic Repeat Request, FEC Forward Error Correction [6])
- Dienstsystem zur Fernsteuerung und Kontrolle der Teilnehmerstationen
- Panoramaempfänger zur passiven Analyse von Funkkanälen
- Einrichtungen zur aktiven Analyse der Wellenausbreitung in der Ionosphäre
- automatische Kontroll- und Diagnosesysteme für die Gerätetechnik
- zentrales Steuerungs- und Regelungssystem und HF-Modems für den Transponder auf Rechnerbasis
- Reservehaltungssysteme.

5. Schlußbemerkungen

Zum Abschluß sei bemerkt, daß eine prinzipielle Umgestaltung der technischen Einrichtungen und des Betriebs der Kurzwellenübertragungstechnik 3 grundlegende Aufgaben lösen muß:
Bedeutende Verringerung des Betriebsaufwands, Erhöhung der Stabilität der Verbindungen und Bereitstellung eines solchen Reserveübertragungsdienstes, der für alle interessierten Nutzer in den wesentlichen Landesteilen zugänglich ist.

NaA 84

Literatur

[1] *Golowin, O. B.:* Automatisiertes Kurzwellennachrichtensystem mit Transponder (in russ.). Elektrosvjasj, (1986) 5, S. 19–21
[2] *Golowin, O. B.:* Experimentelle Untersuchung der Effektivität eines territorialen KW-Nachrichtensystems mit abgesetzten Transponder (in russ.). Radiotechnike (1986) 11, S. 13–17
[3] *Golowin, O. B.; Gusejew, W. E.; Repinskij, W. N.:* Kontrolle und Steuerung der Parameter eines territorialen Nachrichtensystems über Dienstkanäle (in russ.). Elektrosvjasj, (1986) 5, S. 23–27
[4] *Konoplewa, E. N.:* Zur Berechnung der Zuverlässigkeit von KW-Funkverbindungen (in russ.). Elektrosvjasj, (1967) 11, S. 36–38
[5] *Lampert, E.:* Übertragungsmedium HF-Funk. Sonderheft „Nachrichtenübertragung auf Funkwegen" telcom report (1986) 9, S. 327–330
[6] *Wiesner, L.:* Automatische Fehlerkorrektur auf HF-Funkverbindungen. Sonderheft „Nachrichtenübertragung auf Funkwegen". telcom report (1986) 9, S. 341 bis 346
[7] Fernsprecheinrichtungen für dünnbesiedelte Gebiete. Elektrisches Nachrichtenwesen, 58 (1983) 1, S. 75–79

Dozent *Oleg Walentinowitsch Golowin*, Moskauer Elektrotechnisches Institut für Nachrichtenwesen (MEIS) aviamotornaja ul. 8, Moskau, SU – 111024; Prof. Dr. sc. techn. *Wolfgang Schwarz*, Technische Universität Dresden, Mommsenstr. 13, Dresden, 8027

30 Jahre integrierte Schaltkreise – Entstehung und Entwicklung der Mikroelektronik. Teil 3

H.-P. Bär, A. Kirpal, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau

5. Erste Anwendungen der integrierten Schaltkreise

Vom technikhistorischen Gesichtspunkt aus gesehen ist auch die Frage interessant, wie sich nach der Erfindung des integrierten Schaltkreises durch *Kilby* und *Noyce* dessen technische Anwendung vollzog, wann die ersten Schaltkreise in Massenproduktion hergestellt wurden, welche Einsatzgebiete vorerst bedeutsam waren, unter welchen technischen, ökonomischen und gesellschaftlichen Bedingungen die Verbreitung dieser neuen Technik überhaupt erfolgte.

In der Literatur wird die Sache mitunter so dargestellt, als wäre es für die Halbleiterindustrie, die ja bereits hunderte Transistoren im Scheibenverband herstellte, ein ganz logischer Schritt gewesen, diese nicht mehr zu trennen, sondern auf dem Kristall zu einer Schaltung zu verbinden [16]. *Noyce* formulierte, der Schaltkreis wäre eine Idee gewesen „that was around", also ein Gedanke, den jedermann hatte ([6], S. 51). Ganz so einfach scheint jedoch die Entwicklung nicht gewesen zu sein, denn es wird auch festgestellt, daß *Kilbys* erster Schaltkreis zunächst ohne Nachfolger geblieben ist. Die Industrie scheute die hohen Kosten einer Produktionseinführung. Ebenso wie bei der Anwendung des Transistors zu Beginn der 50er Jahre dienten die ersten integrierten Schaltkreise ausschließlich militärtechnischen Zwecken. Von dem von militärischen Dienststellen geförderten Molekularelektronikkonzept war bereits die Rede. Es ist bekannt, daß jeder Teil der US-Armee sein eigenes Miniaturisierungskonzept hatte und Firmen und Labors unterstützte: die Landstreitkräfte und die Nachrichteneinheiten förderten das Mikromodulprogramm, die Seestreitkräfte setzten auf die Dünnschichttechnik und die Luftwaffe glaubte, nur durch völlig neue Wirkprinzipien ihre Ansprüche befriedigen zu können, sie zahlte jährlich 2 Millionen Dollar an die Firma Westinghouse für Arbeiten an der Molekularelektronik ([14], S. 110). Als Ursache für diese Aufsplitterung der Mittel kann Rivalität zwischen den einzelnen Kommandostellen angenommen werden.

1957 demonstrierte die Sowjetunion mit dem Start des „Sputnik 1" ihre großen Fortschritte auf dem Gebiet der interkontinentalen Trägerraketen. Das löste in den USA den sogenannten „Sputnikschock" aus, der dazu führte, daß große Anstrengungen auf dem Gebiet der Raketentechnik unternommen wurden. Die harten Einsatzbedingungen in einer Rakete gaben das Maß an Zuverlässigkeit, Miniaturisierung und Energiebedarf für die Elektronik vor, das nur durch die Entwicklung integrierter Schaltkreise erreicht werden konnte. Und so wurden ab 1960 mit integrierten Schaltkreisen bestückte Kleincomputer an die Luftwaffe geliefert und ab 1962 spezielle Schaltkreise für Minuteman-Interkontinentalraketen hergestellt ([21], S. 16). Für Texas Instruments war das zugleich der Sprung zur Großproduktion — 300000 Schaltkreise(!) wurden für das Minuteman-2-Programm bestellt [22].

An heutigen Maßstäben gemessen, scheint das nicht allzuviel zu sein. Man muß aber bedenken, daß ein Schaltkreis zu dieser Zeit etwa 100 Dollar gekostet hat! Interessant ist dabei, das Texas Instruments eine derartige Großproduktion nur mit dem von Fairchild übernommenen Planarprozeß aufbauen konnte, man hatte also *Kilbys* Konzept sehr schnell wieder fallengelassen.

Die Verträge mit dem Militär ermöglichten den Firmen, große Halbleiterfabriken zu bauen; 1964 wird von Produktionslinien berichtet, die 500000 Schaltkreise in der Woche liefern konnten [23]. 1963 baute die Firma Rockwell International den Bordcomputer der Minuteman-2-Rakete bereits vollständig mit integrierten Schaltkreisen auf. Im Ergebnis dessen sanken das Volumen des Rechners auf ein Viertel, Gewicht und Stromaufnahme auf die Hälfte, außerdem war zweieinhalbmal mehr Speicherplatz für Bahndaten vorhanden und die Zuverlässigkeit war wegen der verringerten Anzahl von Lötpunkten höher [5].

Das Jahr 1962 kann als Beginn der Massenproduktion integrierter Schaltkreise angesehen werden, wobei bis weit in die 60er Jahre hinein ihr Einsatz vorrangig militärtechnischen Anwendungen vorbehalten blieb. Beispielsweise betrug der Anteil der in der Militärtechnik eingesetzten Schaltkreise in den USA im Jahre 1967 noch 43 % ([14], S. 113).

Die hervorragenden Profitchancen lockten viel Kapital in das sich zum Zentrum der Halbleiterindustrie entwickelnde sogenannte „Silicon Valley" in Kalifornien; 1964 waren schon 40 Firmen im Schaltkreisgeschäft. Die US-Regierung unterstützte diese Entwicklung mit enormen Zuschüssen.

Die ersten Anwendungen der integrierten Schaltkreise in der Raketentechnik bestimmten zugleich die Hauptrichtung der weiteren Entwicklung; man brauchte vor allem Digitalschaltkreise für die Steuerrechner. Das Streben nach Erhöhung der Rechengeschwindigkeit zwang zur Verkürzung der Schaltzeiten der logischen Elemente. Dazu mußten die Strukturabmessungen der Bauelemente

Tafel 2. Anwachsen der Computerproduktion in den USA ([14], S. 114)

Jahr	Produzierte Computer	Computer im Gebrauch
1955	150	250
1956	600	800
1957	1000	1700
1958	1400	2950
1959	1700	4500
1960	2200	6500
1961	3400	9300
1962	4500	12600
1963	5600	16800
1964	7500	24000
1965	7400	31000
1966	10200	40600
1967	18700	57600
1968	14700	69400

Tafel 3. Abschnitte der Entwicklung integrierter Schaltkreise

Bezeichnung	Integrationsgrad (logische Gatter)	Jahr	Dominierende Technologie	typischer Schaltkreis
SSI small csale integration	10 – 30	1963	Bipolar	TTL-Logik
MSI Medium scale integration	30 – 300	1965	MOS	256 bit RAM
LSI large scale integration	300 – 3000	1970	MOS	1K – 16K RAM
VLSI very large scale int.	> 3000	1979	CMOS	64 K RAM

Tafel 4. Produktion integrierter Schaltkreise und Transistoren 1963 – 1971 ([14], S. 112 + 113)

Jahr	Transistoren Mill. Stück	IC Mill. Stück	äquivalente Bauel.-Fkt. der IC, Mill.	Preis pro IC Dollar
1963	302,9	4,5	108,0	31,60
1964	398,0	13,8	331,2	18,50
1965	631,7	95,4	3052,8	8,33
1966	877,9	165,0	5280,0	5,05
1967	792,1	178,8	8282,4	3,32
1968	951,7	247,3	11840,4	2,33
1969	1249,1	423,6	23721,6	1,67
1970	976,9	490,2	27451,2	1,49
1971	880,7	635,2	40652,8	1,27

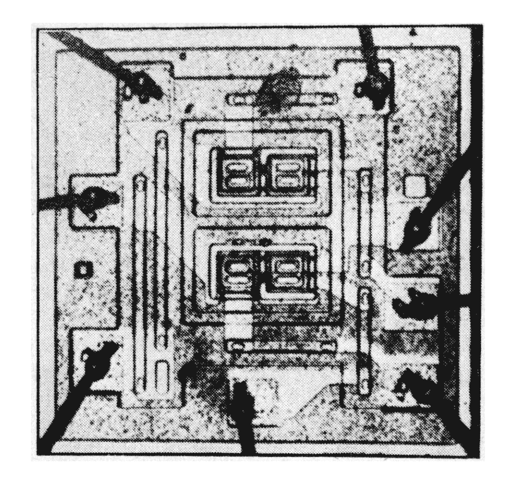


Bild 9
Der Motorola MC 910 – ein typischer Logikschaltkreis der Anfangsjahre (1963)
Der 1 mm^2-Chip enthielt 2 Transistoren und 6 Widerstände und bildete eine NOR-Schaltung

immer weiter verkleinert werden, um den Einfluß parasitärer Kapazitäten zu verringern.
In kurzer Folge wurden die wichtigsten Logikschaltungen aus der Transistorschaltungstechnik für integrierte Schaltungen übernommen bzw. neu entwickelt ([24], S. 262).

- 1961 RTL Fairchild Semiconductor Comp.
- 1961 TTL Pacific Semiconductor Inc.
- 1961 TCTL Pacific Semiconductor Inc.
- 1963 SUHL Sylvania Inc.
- 1963 ECL Motorola
- 1966 TTL (Serie 74) Texas Instruments.

6. Technisch-technologische Weiterentwicklung der integrierten Schaltkreise

Ab etwa 1965 standen integrierte Schaltkreise in größeren Stückzahlen auch für nichtmilitärische Anwendungen zur Verfügung. Die Bauelementehersteller erkannten sehr bald, daß die Computerindustrie einen riesigen Markt für Schaltkreise darstellte. Die Computerindustrie war stark im Anwachsen begriffen, die zunehmende Komplexität der Schaltungen machte einen Aufbau mit diskreten Bauelementen immer schwieriger.
Allerdings waren die ersten Schaltkreise zu langsam für den Rechnereinsatz, es fanden daher vor allem Entwicklungen mit der Zielstellung der Verkürzung der Schaltzeiten statt.

- Schon 1963 kam Motorola mit der emittergekoppelten Logik (ECL) auf den Markt
- Fairchild produzierte eine Serie der Dioden-Transistor-Logik (DTL)
- zur erfolgreichsten Logikserie aller Zeiten wurde die Transistor-Transistor-Logik (TTL) von Texas Instruments, die 1966 auf den Markt kam.

Kurze Schaltzeiten erreichte man durch den Einsatz von Schottkydioden parallel zu den Emitter-Basis-Strecken der Transistoren, wodurch die problematische Golddiffusion in die Transistorbasis zur Verkürzung der Minoritätsträgerlebensdauer nicht mehr nötig war.
Die weitere Schaltkreisentwicklung, Erhöhung des Integrationsgrades und Kostensenkung je Bauelementefunktion, Steigerung der Schaltgeschwindigkeit usw., war eine enorme Herausforderung an die Ausarbeitung entsprechender Bauelementekonzepte, aber noch mehr an ihre Realisierung durch geeignete Technologien.
Nachdem man die Planartechnik beherrschte und damit bipolare Schaltkreise herstellen konnte, versuchte man, MOS-Transistoren in integrierten Schaltkreisen zu verwenden. MOS-Transistoren bieten mehrere Vorteile gegenüber bipolaren Transistoren:

- ihre Herstellung ist billiger, weil man mit weniger Herstellungsschritten auskommt (z. B. nur einen Diffusionsschritt statt drei bei bipolaren Transistoren)
- die damit verbundene Reduzierung der Anzahl der Schablonenebenen (8 bis 10 bei Bipolar, 5 bei MOS) führt zur Ausbeuteerhöhung
- der Platzbedarf ist wegen der Selbstisolation (durch Ausbildung einer Raumladungszone unter dem Kanal- und Draingebiet) geringer
- es können höhere Integrationsgrade erreicht werden.

J. Wallmark hatte 1957 ein Patent für einen Feldeffekttransistor mit isolierter Steuerelektrode angemeldet ([24], S. 263). 1962 wurde von *S. R. Hofstein* und *T. P. Heiman* ein Feldeffekttransistor auf der Basis Metall-Siliziumdioxid-Silizium (MOSFET) für die Anwendung in integrierten Schaltkreisen entwickelt [25] und im gleichen Jahr wurde der erste Logikschaltkreis mit MOSFET realisiert ([24], S. 266). In größeren Stückzahlen konnte der erste MOS-Schaltkreis erst ab 1967 produziert werden, da man lange Zeit die Ursache der instabilen Schwellspannung der ersten MOSFET nicht ermitteln konnte. 1965 fand man die eigentliche Ursache in Natriumverunreinigungen, die aus dem Quarzglas des Oxidationsrohres stammten. Weitere intensive Untersuchungen führten dann 1967 zur Entdeckung der Getterung des Natriums durch Chlor und mit der damit entwickelten HCl-Oxidation war dann die Herstellung von MOS-Transistoren mit stabiler Schwellspannung möglich.
1968 wurde erstmalig das vorteilhafte polykristalline Silizium als Gateelektrode genutzt (Silizium-Gate-Technik, SGT), das infolge der verringerten Austrittsarbeitsdifferenz kleinere Schwellspannungen der MOS-Transistoren und damit niedrigere Betriebsspannungen der Schaltkreise ermöglichte. Außerdem konnte man es als Diffusionsmaske benutzen. Der als Selbstjustage bezeichnete Prozeß führte infolge der Verringerung parasitärer Überdeckungskapazitäten zur Verkürzung der Schaltzeiten der Logikgatter und brachte die Geschwindigkeit der MOS-Schaltkreise in Bereiche, die vorher nur mit bipolaren Schaltkreisen zu erreichen waren.
Die Entwicklung der MOS-Technik ist ein charakteristisches Beispiel dafür, welcher immense Forschungsaufwand bei der Entwicklung neuer Technologien betrieben werden mußte. Die Silizium-Siliziumdioxid-Grenzfläche gilt heute als die am meisten untersuchte Struktur überhaupt.
Als Reaktion auf die Entwicklung der MOS-Technik wurden für Bipolarschaltkreise ebenfalls neue Technologien entwickelt. Neue Schaltungskonzepte waren

- emittergekoppelte Logik (ECL),

die weiter verbessert wurde, sowie die

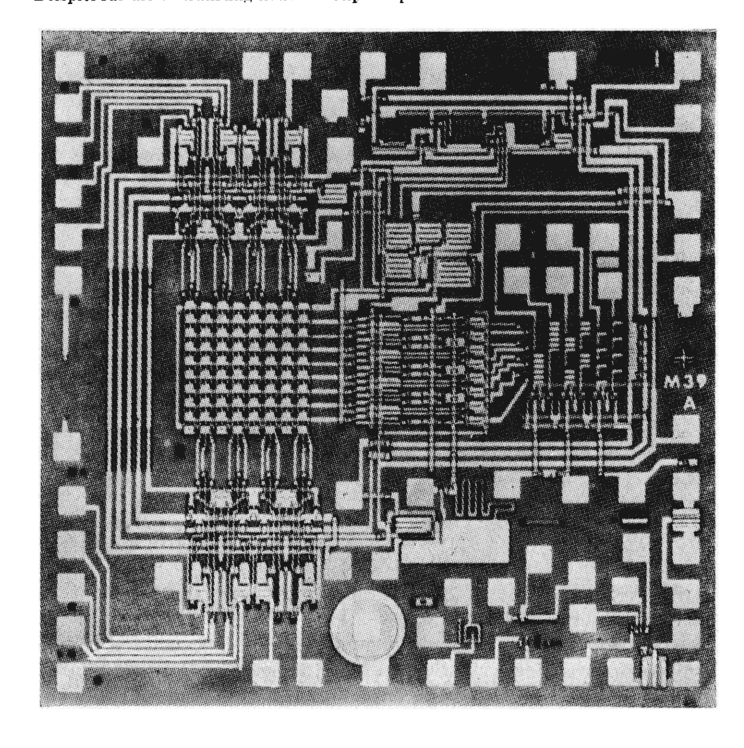
- integrierte Injektionslogik (IIL),

die beide hohe Schaltgeschwindigkeiten und hohe Packungsdichten ermöglichten. Auch der Planarprozeß wurde weiter verfeinert: Die Bell-Laboratorien entwickelten den CDI-Prozeß (Kollektordiffusionsisolation), Fairchild den Isoplanarprozeß, Plessey den IV-Prozeß und Philips den LOCOS-Prozeß, der später auch in die MOS-Technik Eingang fand ([26], S. 170).
Trotzallem dominierten seit Beginn der 70er Jahre die MOS-Schaltkreise die Großintegration. Mit der Einführung der

- Komplementär-MOS-Technik (CMOS),

deren Theorie schon 1963 entwickelt wurde, erreichte man genauso hohe Schaltgeschwindigkeiten wie bei Bipolarschaltkreisen und außerdem eine extrem geringe statische Leistungsaufnahme.
Die ab 1968 industriemäßig in großem Umfange aufgenommene MOS-Schaltkreisproduktion ermöglichte technologisch den Schritt zur Großintegration (large scale integration) mit über 10000 Transistoren je Chip. Diese Möglichkeiten brachten ganz neue Produkte

Bild 10. Ein nichtflüchtiger 64-bit-NMOS-Speicher der britischen Firma Plessey – Beispiel für die Einführung neuer Wirkprinzipien nach 1965



hervor, wie z. B. die Quarzarmbanduhr 1971 und den elektronischen Taschenrechner 1970. Die Großintegration führte aber auch zu Problemen der Bauelementehersteller: großintegrierte Spezialschaltkreise waren in der Entwicklung sehr teuer, außerdem gab es ein hohes Risiko für die Hersteller, da man ja damit rechnen mußte, daß bestimmte Geräte plötzlich nicht mehr gefragt waren. Man suchte nach Anwendungen für großintegrierte Schaltkreise, die in Stückzahlen von mindestens einigen zehntausend absetzbar waren.

- Die Lösung des Problems brachte der 1971 bei Intel entworfene Mikroprozessor, der universell einsetzbar war.
- Dafür wurden auch möglichst große Halbleiterspeicher benötigt, ebenfalls Anwendungen der LSI-Technik [2].

In der Folgezeit wurden die Speicher zum Vorreiter neuer technologischer Niveaus, weil ihre einfache, regelmäßige Struktur ein ideales Testobjekt für Neuerungen darstellt.

Für Speicherschaltkreise wurden auch ganz neue Wirkprinzipien entwickelt. Der NMOS-Speicherschaltkreis war der erste nichtflüchtige Schreib-Lese-Speicher auf Halbleiterbasis: die Information wurde in Form von verhafteten Elektronen an der Grenzfläche zwischen Siliziumdioxid und Siliziumnitrid gespeichert. Die ersten Versuchsmuster gab es schon 1967.

Der Speichertransistor mit isoliertem Speichergate (FAMOS, floating-gate-Transistor) wurde 1971 erfunden, mit diesem Wirkprinzip werden heute Speicherschaltkreise bis zu 256 kbit realisiert.

Aus dem Jahre 1969 stammt das CCD-Bauelement (charge coupelt devices; ladungsgekoppelte Bauelemente), das auf der MOS-Technik basiert und für Speicherung, Bildaufnahme und Signalverarbeitung angewendet wird. Da CCD-Bauelemente hohe Anforderungen an die Kristallperfektion stellten, gingen von dieser Entwicklung neue Impulse für die Verbesserung der Kristallzüchtung aus.

Mit der Silizium-auf-Saphir-Technik (SOS) konnten parasitäre Kapazitäten verringert werden, damit wurden kürzere Schaltzeiten ermöglicht. Dabei schied man epitaktische Siliziumschichten auf hochreinen Aluminiumoxidsubstraten ab und erreichte durch Ätzen von Gräben eine Luftisolation der Bauelemente. Für militärische und Raumfahrtanwendungen war bedeutsam, daß durch die Verringerung des Halbleitervolumens auch die Strahlungsempfindlichkeit der Bauelemente geringer wurde.

Als ein Beispiel für die ungeheure Dynamik, mit der sich neue Technologien ausbreiteten, sei die Entwicklung der MOS-Schaltkreise genannt:

1972 gelang Intel mit dem 1 kbit-RAM (random access memory: Speicher mit wahlfreiem Zugriff) der Durchbruch auf dem Speichermarkt; bereits 2 Jahre später war der bis dahin bewährte magnetische Ringkernspeicher fast völlig verdrängt.

Die Herausbildung der Basistechnologien für integrierte Schaltkreise vollzog sich Ende der 60er bis Mitte der 70er Jahre. Die mit den neuen Technologien möglichen höheren Integrationsgrade führten von der SSI über die MSI zur LSI (Großintegration) mit über 10000 Transistoren je Chip. Wie am Beispiel der MOS-Technik erkennbar ist, war für diese Entwicklungen ein immenser Forschungsaufwand zu leisten, der sich beim Übergang zur VLSI-Technik noch vervielfachen sollte. Forschungs- und Entwicklungsarbeiten zum Einfluß technologischer Parameter auf die Bauelementequalität waren in dieser Zeit zumeist von empirischem Charakter. Die Erfordernisse der weiteren Schaltkreisentwicklung führten zur Entwicklung von grundsätzlich veränderten Technologien, wie z. B. zu den Ionen- und Elektronenstrahltechniken.

7. Zusammenfassung

In den Ausführungen wurde versucht, die Entwicklung der integrierten Schaltungstechnik im Überblick aus technikhistorischer Sicht und unter Berücksichtigung technischer, ökonomischer und gesellschaftlicher Einflußfaktoren darzustellen. Dabei können 3 Hauptabschnitte der Entwicklung unterschieden werden.

- Der 1. Abschnitt von 1958 bis Anfang der 60er Jahre war gekennzeichnet durch die Suche nach den prinzipiellen Lösungen zur Realisierung einer elektronischen Schaltung auf einem Stück Halbleitermaterial.

J. Kilby und *R. Noyce* waren entscheidend an der Erarbeitung dieser Lösungen beteiligt. Marksteine der Entwicklung waren die Demonstration der Funktionsfähigkeit einer ganz aus Halbleitermaterial bestehenden Schaltung, die Herstellung des ersten funktionierenden Schaltkreises durch *Kilby* 1958 und die Ausnutzung des Planarprozesses für integrierte Schaltkreise durch *Noyce* 1959. Charakteristisch für diese Anfangsphase der Entwicklung ist, daß ausschließlich in der Transistorherstellung erprobte Technologien zur Anwendung kamen. In diesem Sinne kann der integrierte Schaltkreis als eine Folgeentwicklung der Transistortechnik verstanden werden. Daher sind in dieser Phase auch weniger Weiterentwicklungen der Halbleiterelektronik, die unmittelbar auf das Zusammenwirken der einzelnen Elemente des Schaltkreises bezogen waren, zu verzeichnen. Die Herstellungstechnologie des integrierten Schaltkreises in ihren grundlegenden Lösungen bildete das Hauptproblem dieser Etappe.

- Als 2. Entwicklungsabschnitt, der durch die Entwicklung der Basistechnologien gekennzeichnet ist, kann der Zeitraum von Mitte der 60er bis Anfang der 70er Jahre gesehen werden.

Die wichtigste Basistechnologie auf dem Weg zur Großintegration war die MOS-Technik. Ihre Vorteile ermöglichten die Verdopplung des Integrationsgrades alle zwei Jahre. Es wurden zahlreiche Varianten der Basistechnologien entwickelt, die hohe Integrationsgrade, hohe Schaltgeschwindigkeit, geringe Leistungsaufnahme und hohe Ausbeuten ermöglichten. Neue Wirkprinzipien kamen zur Anwendung und neuartige Meß- und Analysentechniken wurden entwickelt. Umfangreiche Grundlagenforschungen waren auf allen Teilgebieten, angefangen von der Kristallzüchtung über Strukturierung, Dotierung, Metallisierung bis hin zur Verkappung zu leisten. Die Optimierung der technologischen Parameter erfolgte empirisch.

- Die 3. Entwicklungsphase der integrierten Schaltkreise ist durch die Entwicklung zur VLSI-Technik gekennzeichnet. Die Mehrheit der technologischen Teilschritte mußte durch neuartige Verfahren ersetzt werden, da die erforderliche Strukturmaßverkleinerung mit der herkömmlichen Technik nicht mehr zu beherrschen war. Die neuen Prozesse nutzen meist neue physikalische Effekte aus. Beispiele dafür sind die Ionenimplantation, die Elektronenstrahlbelichtung oder plasmachemische Ätzprozesse. Diese Verfahren erforderten zu ihrer Einführung ein tiefgehendes Verständnis atomarchemischer Wechselwirkungen. Damit kam und kommt es zu einer weiteren Annäherung zwischen der Festkörperphysik und der Technologieentwicklung in der Halbleiterindustrie. Ergebnisse von Grundlagenuntersuchungen werden so unmittelbar für die Technologieentwicklung genutzt, Bauelemente- und Prozeßsimulation gewinnen zunehmend an Bedeutung für die Ausbeutesicherung.

Ein Ende dieser Entwicklung ist heute noch nicht abzusehen, man spricht von minimalen Strukturbreiten von 0,1 μm und Integrationsgraden von bis zu 10 Milliarden Bauelementefunktionen je Chip, die noch in diesem Jahrhundert erreicht werden könnten. Es ist denkbar, daß in der Zukunft die Grenzen der Siliziumelektronik verlassen werden. Neue Materialien (z. B. Galliumarsenid für Hochgeschwindigkeitsschaltkreise — VHSIC, ver yhigh speed integrated circuits) und neue Wirkprinzipien werden in der Zukunft die Möglichkeiten der integrierten Schaltkreistechnik bedeutend erweitern.

NaA 136

Literatur

[1] *Junghans, B.:* Zur Höchstintegration und ihren Auswirkungen. rfe 37 (1988) 7, S. 415–418

[2] *Moore, G.:* VLSI: Some fundamental challenges. IEEE spectrum 16 (1979) 4, S. 30–37

[3] *Ardenne, M. v.:* Sechzig Jahre für Forschung und Fortschritt. Berlin: Verlag der Nation 1987, S. 75

[4] *Wolff, M. F.:* The genesis of the integrated circuit. IEEE spectrum 13 (1976) 8, S. 45–53

[5] *Wilhelmy, H. J.:* Ein schöpferisches Vierteljahrhundert — Rückblick auf 25 Jahre Elektronikentwicklung. Elektronik 25 (1976) 10, S. 37–45

[6] *Scholz, L.:* Technologie und Innovation in der industriellen Produktion. Theoretischer Ansatz und empirische Analyse am Beispiel der Mikroelektronik. Göttingen 1974

[7] *Schmellenmeyer, H.:* Technologie elektronischer Bauelemente. Berlin: VEB Verlag Technik 1970, S. 193

[8] *Dummer, G. W. A.:* Miniaturization and micro-miniaturization. Wireless World 65 (1959), S. 545

[9] *Kilby, J. S.:* Invention of the integrated circuit. IEEE Transactions on Electron Devices ED-23 (1976) 7, S. 648–654

[10] *Röper, B.:* Die ökonomischen Konsequenzen der Entwicklung und Anwendung der Halbleiterelektronik. In: Technischer Fortschritt und Unternehmensgröße. Düsseldorf 1973, S. 69

[11] *Auth, J.:* Halbleiterphysik in Forschung und Technik. Wiss. Zeitschr. Humboldt Univ. Berlin, Gesellschaftswiss. Reihe, 24 (1974) 2, S. 253–265

[12] *Hoerni, J. A.:* Planar silicon transistors and diodes. Paper presented at the 1960 Electron Device Meeting in Washington D. C. (October 1960). Zitiert nach: *Sparkes, J. J.:* The first decade of transistor development: a personal view. The Radio and Electronics Engineer 43 (1973), S. 3–9

[13] *Queisser, H.:* Kristallene Krisen. München: Piper 1985

[14] *Braun, E.; MacDonald, S.:* Revolution in miniature: The history and impact of semiconductor electronics. Cambridge, London, New York, Melbourne: Cambridge University Press 1978

Fortsetzung auf Seite 209

Monomode-Schmelzkoppler – Technologie, Modellierung, Eigenschaftsbild. Teil 2

St. Lochmann, KDT, Berlin, u. a.

Mitteilung aus der Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik

3. Einflußgrößen auf das Koppelverhalten von Schmelzkopplern

Die Realisierung von Verzweigern mit niedriger Zusatzdämpfung und konstantem Koppelverhältnis bzw. Auskoppelgrad setzt die Kenntnis über Einflüsse und Wechselwirkungen der Ausgangs-LWL, des Füge- und Taperprozesses, der Verkappung und der Betriebskenngrößen voraus. Die wesentlichen Zusammenhänge werden diskutiert.

3.1. Brechzahlprofil der Ausgangs-LWL

Es wird eingeschätzt, daß nahezu alle kommerziellen Vertreiberfirmen die auch aus Kunden-LWL Verzweiger herstellen, im wesentlichen nur auf der Basis der als Standardtechnologie zu bezeichnenden Taperkoppler arbeiten. Dabei wird zumeist ausdrücklich darauf verwiesen, daß keine LWL mit abgesenktem Mantelprofil eingesetzt werden können. Daß LWL mit abgesenktem Brechzahlprofil nicht angewendet werden können, resultiert aus dem verlustbehafteten, im Abschnitt 2 beschriebenen Energietransfer in die Mantelregion. Setzt man in grober Näherung voraus, daß die Breite der abgesenkten Mantelregion aufgrund vergleichbarer Kopplerstrukturen einen untergeordneten bzw. relativ konstanten Einfluß hat, so lassen sich die international erzielten sowie die eigenen Werte entsprechend Bild 4 zusammenfassen.

Obwohl in Abhängigkeit von der tatsächlichen Konstruktion des LWL Abweichungen vom dargestellten Kurvenverlauf zu erwarten sind, ist der Trend zur Verwendung von LWL mit möglichst gut angepaßten Mantelregionen ($\Delta\, n_{\mathrm{M}} \leqq 0{,}0001$) unübersehbar.

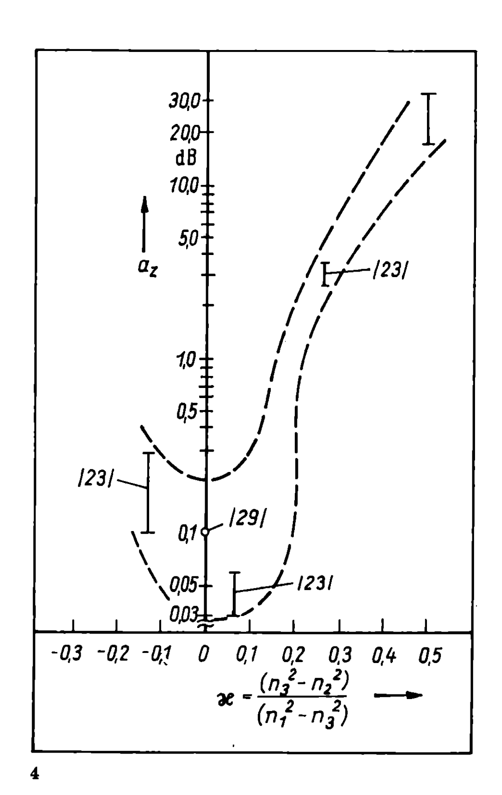
Neben dem Einfluß des Mantelprofils muß gleichfalls das u.a. vom Kernprofil abhängige Biegeverhalten der LWL bei der Kopplerherstellung beachtet werden. Als Ursache für Verbiegungen treten insbesondere auf:

- nicht genügend ausgerichtete LWL-Halterungen
- geringste Verschmutzungen in den zur Fixierung dienenden V-Nuten
- Spannungen durch Verdrillen der LWL
- relativ abrupt ausgebildete Übergänge zwischen Verschmelzungsbereich und Ausgangs-LWL.

Zur Vorhersage dieses Verhaltens wurde entsprechend der Abhängigkeit [25]

$$P = P_0 \cdot \exp\,(k_{\mathrm{B}} \cdot s) \qquad (10)$$

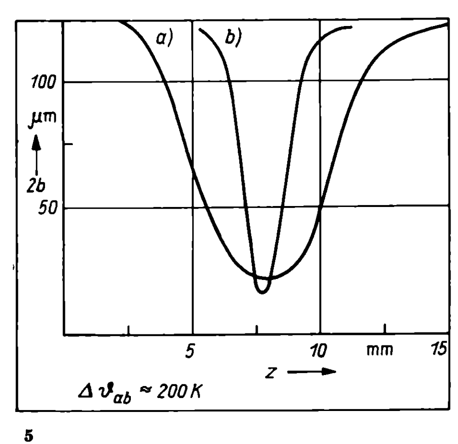
(s Länge des Abschnitts) der Biegekoeffizient k_{B} verschiedener LWL als Funktion vom Biegeradius ermittelt und regressionsanalytisch auf den Biegekoeffizienten bei einem Biegeradius



4

Tafel 2. Biegekoeffizient k_{B} verschiedener LWL für einen verschmelzungstypischen (l_n = 0,55 mm) Biegeradius R_s = 0,7 mm und die daraus resultierende Zusatzdämpfung

	LWL-Probe a	b	c
k_{B} (10^{-4}/mm) bei R_s = 0,7 mm	3150	800	500
$\Delta\, a_z$ (dB)	8,2	2,1	1,3



5

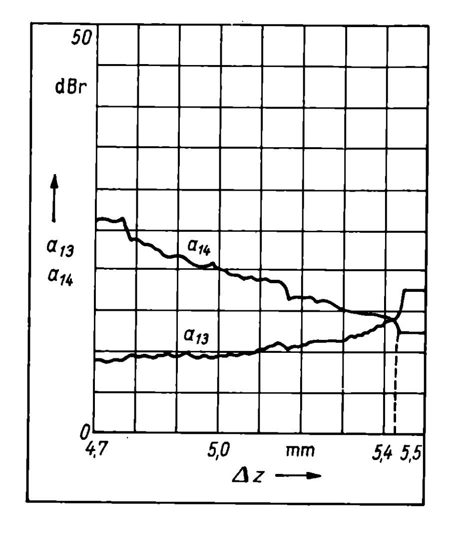


Bild 6. Typischer Verlauf der Einfügedämpfungswerte während der Taperkopplerherstellung

Bild 4. Zusammenhang zwischen Zusatzdämpfung a_z und normierter Mantelbrechzahlabsenkung $\varkappa$ bei Taperkopplern

Bild 5. Typische Tapergeometrie in Abhängigkeit von der Tapertemperatur ($\Delta\, \upsilon \approx$ 200 K)

Fortsetzung von Seite 208

[15] *Webbingk, D. W.:* The semiconductor industry: A survey of structure, conduct and performance. Washington 1977
[16] *Shockley, W. B.:* Circuit element utilizing semiconductive material. US Patent 2569347
[17] *Eckert, M.; Schubert, H.:* Kristalle, Elektronen, Transistoren. Reinbek: rororo Sachbuch 7725, 1986
[18] *Kilby, J. S.:* Miniaturized electronic device. US Patent 3 138 743
[19] *Noyce, R.:* Semiconductor device-and-lead structure. US Patent 2, 981, 877
[20] *Lehovec, K.:* Multiple semiconductor assembly. US Patent 3029366
[21] Vom Germaniumstab zum VLSI-Speicher. Elektronik 14 (1979) 14, S. 14–17
[22] *Dean, K. J.; White, G.:* The semiconductor story. Part 3 — Solid circuits — a new concept. Wireless World 79 (1973) 3, S. 137–140
[23] 1964 — the year microcircuits grow up. Electronics 37 (1964) 11, S. 10
[24] History of semiconductors. Electronics 53 (1980) 9, S. 215–270
[25] *Hofstein, S. R.; Heiman, F. P.:* The silicon insulated gate field effect transistor. Proc. of the IEEE 51 (1963), S. 1190–1202
[26] *Dean, K. J.; White, G.:* The semiconductor story. Part 4 — Large scale integrations. Wireless World 79 (1973), S. 169–173

Doz. Dr. sc. phil. Dr.-Ing. *Alfred Kirpal*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Marxismus-Leninismus; Dipl.-Ing. *Hans-Peter Bär*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Physik und Technik elektronischer Bauelemente, PSF 327, Ilmenau, 6300

$R = 0{,}7$ mm approximiert (s. Tafel 2). Derartige Biegeradien sind z. B. beim Verschmelzen paralleler LWL mit Hilfe einer Glimmentladung an den S-förmig gekrümmten Kernen nachzuweisen.
Mit den ermittelten Biegekoeffizienten ist über (10) der Dämpfungseinfluß von Kernkrümmungen infolge des vollständigen Verschmelzens entsprechend Tafel 2 einschätzbar.
Hieraus läßt sich ableiten, daß die zum Einsatz kommenden LWL auch hinsichtlich der praktischen Kopplerrealisierung relativ unempfindlich gegenüber Mikrokrümmungen sein müssen, d. h. Biegekoeffizienten

$$k_B\,(R_B = 0{,}7 \text{ mm}) < \approx 0{,}1/\text{mm}$$

oder z. B. Kern/Mantel-Brechzahldifferenzen

$$\Delta\, n_{ESI} > \approx 0{,}003$$

aufweisen sollten.

3.2. Tapergeometrie

Außerordentlich wichtig für eine reproduzierbare Kopplerrealisierung ist die Konstanz des Taperverhältnisses b_T/b_0, das von der Strecklänge, der Breite der viskosen Zone, der Temperatur und der Tapergeschwindigkeit [48] beeinflußt wird. In der Regel werden hierbei die Kopplerschweißgeräte vollautomatisch gesteuert, wobei während der Feineinstellung das kontinuierlich gemessene Verhältnis der optischen Leistungen an den Ausgangstoren als Abbruchkriterium genutzt wird (s. Bild 5).
Neben dem Taperverhältnis ist auch ein Einfluß der Taperform, die über die Tapergeschwindigkeit und die Tapertemperatur in Grenzen steuerbar ist (s. Bild 6), auf das Koppelverhalten zu konstatieren.
Nimmt man ein lineares Taperprofil mit

$$b\,(z) = \frac{(b_T - b_0)}{l_T}\, z + b_0 \qquad (12)$$

(l_T Taperlänge; b_T Tapertaillenradius; b_0 LWL-Ausgangsradius) an, so läßt sich der mittlere Koppelkoeffizient mit (8) und (3) zu

$$\bar{c}_{\text{lin}} = \frac{0{,}40729 \cdot \lambda^{5/2}}{n_1 \cdot \pi^3 \cdot NA^{3/2} \cdot (b_T - b_0)} \cdot (b_0^{-5/2} - b_T^{-5/2}) \qquad (13)$$

errechnen.
Für eine exponentielle Taperform, die der Gleichung

$$b\,(z) = b_0 \cdot \exp\,(- z \cdot \ln\,(b_0/b_T)/l_T) \qquad (14)$$

genügt, läßt sich der mittlere Koppelkoeffizient zu

$$\bar{c}_{\exp} = \frac{0{,}29092 \cdot \lambda^{5/2} \cdot ((b_0/b_T)^{7/2} - 1)}{n_2 \cdot \pi^3 \cdot NA^{3/2} \cdot b_0^{7/2} \cdot \ln\,(b_0/b_T)} \qquad (15)$$

ermitteln, was mit den Angaben in [39] übereinstimmt. Das Koppelverhalten ist damit naturgemäß stärker ausgebildet, und führt zu kürzeren Taperlängen.
Von größerer Wichtigkeit insbesondere auf die Zusatzdämpfung ist die lokale Tapergeometrie. Im Bild 7 ist die Grenzbedingung für die verlustarme Taperkopplerdimensionierung bei Verwendung von LWL mit angepaßten und abgesenkten Mantelbrechzahlen dargestellt. Eine numerische Berechnung des Kurvenverlaufs bei $\lambda = 0{,}85\,\mu$m ergab nur Abweichungen von $< \approx 30\%$ gegenüber den in [41] ermittelten Werten, so daß auf eine gewisse Allgemeingültigkeit geschlossen werden kann.
Der ebenfalls dargestellte, realisierte Taper dürfte zunächst keine Verluste aufweisen, da keinerlei Schnittpunkte mit der Grenzkurve ($\varkappa = 0$) vorliegen. Bezieht man jedoch die normierte Mantelbrechzahlabsenkung des verwendeten LWL mit ein ($\varkappa \approx 0{,}4$), so ist die gemessene hohe Einfügedämpfung $a_z = 1{,}5$ dB aus dem Überschreiten der Grenzbedingung für die Anregung der nächsthöheren Moden sofort erklärbar. Außerdem ist ersichtlich, daß die Einhaltung dieser Grenzbedingung bei LWL mit abgesenktem Mantelprofil zu in der Praxis kaum realisierbaren Taperlängen führen würde.
Bei relativ kurzen Taperlängen, wie z. B. im Bild 6, wird der Grenzfall der Verlustmodenanregung ebenfalls erreicht und es kommt zur Erhöhung der Einfügedämpfung. Bild 8 stellt diesen Zusammenhang dar, wobei sich die Breite der viskosen Zone l_n unmittelbar (vgl. 3.3) auf die Taperlänge auswirkt. Der geringfügige Anstieg bei größeren l_n-Werten ($l_n > \approx 20$ mm) wird wahrscheinlich durch Mikrokrümmungen, die sich nur schwer bei derartig großen Taperlängen ausschließen lassen, verursacht [23].

3.3. Energiequelle

Die Energiequelle beeinflußt durch ihren Temperaturgradienten, ihre geometrische Ausdehnung, ihre Gasdruckwirkung und ihre chemische Zusammensetzung die Kopplerqualität im wesentlichen hinsichtlich

- der Zusatzdämpfung, resultierend aus der erzielbaren Taperlänge
- der Zusatzdämpfung, resultierend aus Kernkrümmungen durch das Verschmelzungsverhalten der LWL bzw. durch Versatz der LWL-Halterungen (s. 3.1)
- der Zusatzdämpfung und Fluktuationen des Koppelverhältnisses aufgrund von Verbiegungserscheinungen innerhalb der Fügezone durch Gasdruckeinwirkung
- der Festigkeit der Fügezone.

Aus [49] ist zu den letzten drei Einflußgrößen bekannt, daß für Kieselglas-LWL in der Regel nur Propan/Sauerstoff-Flammen mit niedrigem Düsendruck als Energiequelle in Frage kommen.
Der wesentlichste Einflußfaktor der Energiequelle auf die Zusatzdämpfung ist in der Breite der viskosen Zone zu sehen, da sich diese unmittelbar über [49]

$$2 \cdot l_T = l_n + \Delta\, z \qquad (16)$$

($\Delta\, z$ Streckenlänge) auf die Taperlänge und damit auf den lokalen Taperanstieg $\mathrm{d}b/\mathrm{d}z$ auswirkt. Dieser Einfluß wurde bereits in den Bildern 7 und 8 dargestellt, wobei sich in Abhängigkeit vom LWL typische optimale Werte von

$$\approx 8 \text{ mm} < l_n < \approx 12 \text{ mm}$$

ergeben.

3.4. Wellenlänge

Grundsätzlich läßt sich ein Wellenlängeneinfluß auf die Kopplerkenndaten bei Monomode-Verzweigern nicht vermeiden. Insbesondere ist hiervon das Koppelverhältnis betroffen. Eine möglichst geringe Abhängigkeit (Wellenlängenmultiplexer sollen hier nicht betrachtet werden) wird in der Praxis bei Taperkopplern dadurch realisiert, daß nur bis zum ersten 3 dB-Aufteilungspunkt getapert wird, d. h.

$$c \cdot z \leqq \pi/2$$

gilt. Bild 9 stellt die Wellenlängenabhängigkeit für einen derartigen Verzweiger dar.
Es ist ableitbar, daß für die dargestellten Kopplerkenndaten nur ein etwa 10 nm breiter Variationsbereich der Wellenlänge zur Einhaltung des Koppelverhältnisses mit $\Delta\, K < 1\%$ verfügbar ist, was sehr gut mit praktischen Resultaten in der Literatur [19] [20] übereinstimmt.
Das ist über den in [39] abgeleiteten Zusammenhang

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}\lambda} \sim \frac{43{,}5 \cdot 2\, l_T \cdot \lambda_f^{3/2}\,(1 + 1{,}5\,(\lambda - \lambda_f)/\lambda_f)}{n_2 \cdot \pi^3 \cdot NA^{3/2} \cdot b_T^{7/2}} \qquad (18)$$

mit

$$u = 10 \log\,(P_3/P_4) \qquad (19)$$

(λ_f Wellenlänge bei Kopplerherstellung) ebenfalls nachweisbar.

3.5. Verkappungsmaterial

Da bei Taperkopplern eine Wellenleiterstruktur, bestehend aus ehemaligem LWL-Mantel und Vergußmaterial, vorhanden ist, muß der Einfluß der Vergußmasse infolge ihrer Brechzahländerung beachtet werden.

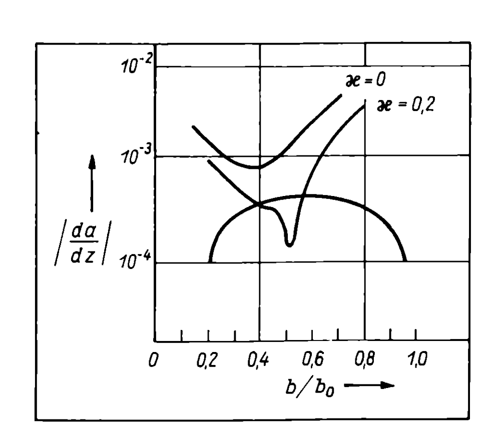
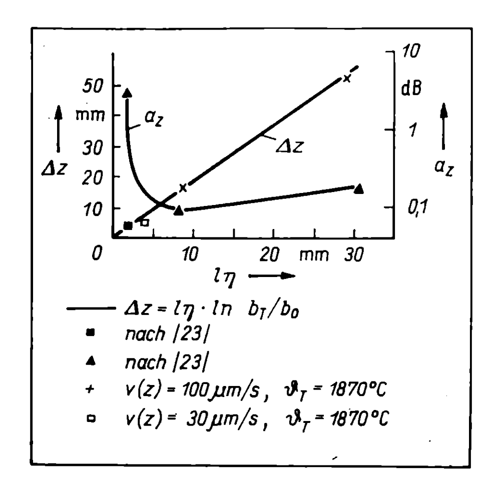
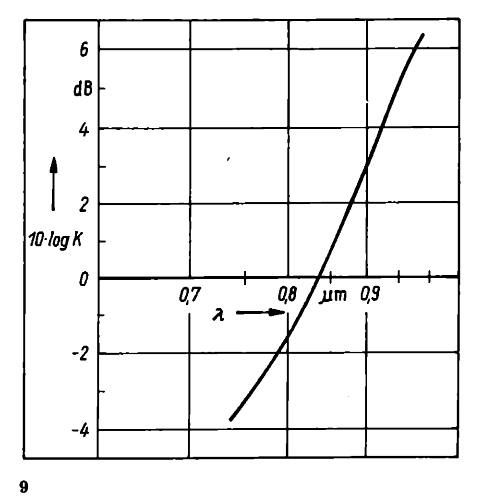


Bild 7
Grenzbedingung der HE_{12}-Modenanregung für die Kopplerdimensionierung [41]
(Statt $\varkappa = 0{,}2$ muß es im Bild $\varkappa = 0{,}3$ heißen!)



8



9

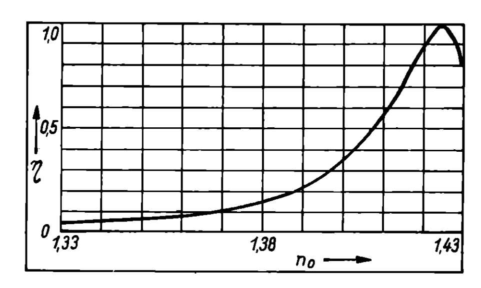


Bild 10. Numerisch ermittelte Abhängigkeit des Auskoppelgrades η von der Brechzahl des Ummantelungsmaterials

Bild 8. Notwendige Strecklänge Δz und realisierbare Zusatzdämpfung a_z in Abhängigkeit von der Breite der viskosen Zone l_η für einen 3dB-Verzweiger

Bild 9. Typische Abhängigkeit des Koppelverhältnisses von der Wellenlänge bei einem Taperkoppler mit $c \cdot z = \pi/2$

Einerseits kommt es während der Ummantelung der Fügezone zu einer Änderung des Koppelverhältnisses, was durch die Wahl von Verkappungsmaterialien mit möglichst geringem Brechungsindex (s. Bild 10) und durch die Geometrie der Fügezone [27] minimierbar ist. Zum anderen bewirken Temperaturänderungen beim Betrieb des Verzweigers durch die unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten der LWL und des Ummantelungsmaterials Verspannungen der Fügezone bzw. Brechzahlfluktuationen der Verkappung. Beides sind hierbei unmittelbare Ursachen für Schwankungen des Koppelverhältnisses.

Relativ große Änderungen der Brechzahl Δn_0 z.B. $1{,}787 \cdot 10^{-4}\,K^{-1}$ wurden an Silikonvergußmassen ermittelt. Deshalb wird zumeist auf den Einsatz von entsprechenden Epoxidharzen oder Acrylaten bzw. auf Sondertechnologien (z.B. CVD-Beschichtung) orientiert.

4. Zusammenfassung

Die Realisierung von Monomode-Verzweigern mit niedrigster Zusatzdämpfung und konstantem Koppelverhältnis ist ein grundlegendes Erfordernis zur breiten Einführung der Monomode-Technik.

Die hierzu notwendigen theoretischen Modelle wurden beschrieben und vergleichend hinsichtlich ihrer Anwendbarkeit auf spezifische Verzweigerstrukturen dargestellt.

Wesentliche Einflußgrößen auf die Koppelparameter wurden abgeleitet und ausgehend von der Herstellungstechnologie im Einklang mit praktisch ermittelten Resultaten beschrieben.

NaA 61/2

Literatur

[1] *Koo, K. P.; Tran, D. C.:* Glass-gel coated single-mode fibre coupler with programmable power splitting ratio. Electr. Lett. 18 (1982) 22, S. 941–942

[2] *Tran, D. C.;* u.a.: Single-mode fiber directional couplers fabricated by twisting-etching-techniques (stabilisation). IEEE J. of Quantum Electr. QE-17 (1981) 6, S. 988–990

[3] *Sriram, S.:* Improved manufacturing techniques to obtain high yield in the production of optoelectronic components, 36. Electronic Component Conference. Washington D. C. (USA). 1986, S. 269–273

[4] *Stolen, R. H.* u.a.: Polarisation-Selective Fiber Directional Coupler. J. Lightw. Techn. LT-3 (1985) 5, S. 1125–1129

[5] *Leminger, O. G.; Zengler, R.:* Determination of single-mode fiber coupler design parameters from loss measurements. J. Lightw. Techn. LT-3 (1985) 4, S. 864 bis 867

[6] *Bergh, R. A.* u.a.: Single-mode Fiber optic directional coupler. Electr. Lett. 16 (1980) 7, S. 260–261

[7] *Tewari, R.; Thyagarajan, K.:* Analysis of tunable single-mode fiber directional couplers using simple and accurate relations. J. Lightw. Techn. LT-4 (1986) 4, S. 386–390

[8] *Leminger, O. G.; Zengerle, R.:* Bandwidth of directional coupler wavelength filters made of dissimilar fibers. Electr. Lett. 23 (1987) 5, S. 241–242

[9] *Balout, A.; Pirlot, A.:* Multi-mode couplers for video communication networks. SPIE 522 (1985) S. 42–45

[10] *Jaccard, P.,* u.a.: A new technique for low-cost all-fiber device fabrication. SPIE 479 (1984) S. 16–22

[11] *Köster, W.:* Wellenlängenmultiplex mit Monomodefasern durch Energietransfer zwischen den Mantelfeldern. Frequenz 38 (1984) 11, S. 273–277

[12] *Zengerle. R.; Leminger, O. G.:* Wavelength selective directional coupler made of nonidentical single-mode fibers. J. Lightw. Techn. LT-4 (1986) 7, S. 823–826

[13] *Schöner, G.; Schiffner, G.:* Coupling properties of a double core single-mode optical fiber. Siemens F/E-Ber. 10 (1981) 3, S. 172–178

[14] *Dyott, R. B.; Bello, J.:* Polarisation holding directional coupler made from elliptically cored fibre having a D-section. Electr. Lett. 19 (1983) 16, S. 601

[15] *Zheng, X. H.:* Finite-element analysis for fused couplers. Electr. Lett. 22 (1986) 15, S. 804–805

[16] *Villarruel, C. A.,* u.a.: Polarisation preserving single-mode-fiber coupler. Electr. Lett. 19 (1983) 1, S. 17–18

[17] *Zheng, X. H.:* Fused couplers of arbitrary cross-section. Electr. Lett. 21 (1985) 11, S. 461–462

[18] *Hill, K. O.,* u.a.: Fuse-pull-and-taper monomode-fiber directional couplers: coupling mechanisms and pull signature diagnostic, OFC/100C 1987. Reno/USA. S. 113

[19] *Hill, K. O.,* u.a.: Wavelength-dependence in fused biconical taper splitters: measurement and control. IOOC/ECOC 1985, S. 567–570

[20] *Kopera, P.,* u.a.: Passive single mode fiber components, 36. Electronic Components Conference, Washington/USA, 1986, S. 269–273

[21] *Payne, F. P.,* u.a.: Polarisation in fused single-mode-fiber couplers. IOOC/ECOC 1985, S. 571–574

[22] *Mao, Y. M.,* u.a.: Mode Excitation Theory and Experiment of Single-Mode-Fiber Directional Coupler with Strong Coupling. J. Lightw. Techn. LT-4 (1986) 4, S. 466–472

[23] *Georgiou, G.,* u.a.: Low-loss single-mode optical couplers. IEE Proc. 132 (1985) 5, S. 297–302

[24] *Imoto, K.,* u.a.: New biconically tapered fiber star coupler fabricated by indirect heating method. J. Lightwave Techn. LT-5 (1987) 5, S. 694–699

[25] *Moore, W. E.,* u.a.: Mass production of fused single-mode fiber couplers and coupler based devices. SPIE 479 (1984) S. 135–144

[26] *Burns, W. K.,* u.a.: Loss mechanisms in single-mode fiber directional tapers. J. Lightw. Techn. LT-4 (1986) 6, S. 608–613

[27] *Zheng, X. H.; Snyder, A. W.:* Fused couplers: conditions for insensitivity to external refractive index. Electr. Lett. 23 (1987) 5, S. 182–184

[28] *Yokohama, I.,* u.a.: Fiber-Coupler Fabrication with Automatic Fusion-Elongation Processes for Low Excess Loss and High Coupling Ratio Accuracy. J. Lightwave Techn. LT-5 (1987) 7, S. 910–915

[29] *Fielding, A.:* Single-mode fused coupler for undersea optical transmission system. Optics and Laser Technology. Juni 1986, S. 145–150

[30] *Bricheno, T.; Fielding, A.:* Stable low-loss single mode couplers. Electr. Lett. 20 (1984) 6, S. 230–232

[31] *Hill, K. O.,* u.a.: Optical fiber directional couplers: biconical taper technology and device applications. SPIE 574 (1985) S. 92–99

[32] *Ragdale, C. M.,* u.a.: Review of fused single-mode coupler technology SPIE 479 (1984) S. 2–8

[33] *Kawachi, M.* u.a.: Fabrication of single-polarisation single-mode-fiber couplers. Electr. Lett. 18 (1982) 22, S. 962–964

[34] *Kawachi, M.:* Fabrication of Polarisation-maintaining (3 × 3) Single-mode-fibre Couplers. Electr. Lett. 19 (1983) 19, S. 781–782

[35] *Kawasaki, B. S.,* u.a.: A single mode fiber coupler with variable coupling ratio. J. Lightw. Techn. LT-4 (1986) 4, S. 466–472

[36] *Dyott, R. B.,* u.a.: Polarisation holding directional couplers using D-fibers. SPIE 479 (1984) S. 23–27

[37] *Handerek, V. A.; Dyott, R. B.:* Fused D-fibre couplers, SPIE 574 (1985) S. 115 bis 121

[38] *Schöner, G.,* u.a.: Novel method for making single-mode optical fiber directional couplers. Electr. Lett. 18 (1982) 13, S. 566–568

[39] *Ragdale, C. M.; Goodman, S. E.:* Simplified design equation for fused tapered single-mode fiber couplers. SPIE 574 (1985) S. 110–114

[40] *Lamont, R. G.,* u.a.: Power transfer in fused biconical-taper single-mode fiber couplers: Dependence on external refractive index. Appl. Opt. 24 (1985) 3, S. 327–332

[41] *Stewart, W. J.; Love, J. D.:* Design Limitation on Tapers and Coupler in Single-mode Fibres. IOOC-ECOC 1985. S. 559–562

[42] *Chiang, K. S.:* Design criterium for low-loss optical coupler tapers. Electr. Lett. 23 (1987) 3, S. 112–113

[43] *Böck, G.:* Wellenlängenselektiver koaxialer Lichtwellenleiter-Richtkoppler. Siemens F/E-Ber. 15 (1986) 1, S. 32–39

[44] *Böck, G.:* Influence of Excentric Deformations on the Coupling Behavior of Coaxial Optical Couplers. Frequenz 41 (1987) 1/2, S. 11–14

[45] *Boucouralas, A. C.,* u.a.: Concatenated tapered coaxial coupler filters. OFC/IOOC 1987, Reno/USA, S. 192

[46] *Boucouvalas, A. C.; Georgiou, G.:* Tapering of single mode optical fibers. IOOC-ECOC 1985, S. 575–578

[47] *Berthou, H.* u.a.: Single- to Multimode Fiber Coupler Design and Technology. ECOC 1986

[48] *Lochmann, St.; Scheel, W.; Labs, J.:* Schmelzschweißen — Ein Verfahren zur Herstellung passiver optischer Verzweigungselemente. Schweißtechnik 35 (1985) 6, S. 261–264

[49] *Lochmann, St.:* Komplexe Herstellungstechnologie für optisohe Verzweigungselemente. Dissertation A. HUB/SE, 1984

[50] *Dyott, R. B.; Schrank, P. F.:* Self-location elliptically cored fibre with an accessible guiding region. Electr. Lett. 18 (1982) 22, S. 980–981

Dr.-Ing. *Steffen Lochmann;* Dipl.-Ing. *Christof Erdmann;* Dr. sc. techn. *Jürgen-Michael Labs,* Prof. Dr. sc. techn. *Wolfgang Scheel,* Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik, Invalidenstr. 110; Berlin, 1040

Untersuchung der Modenwandlung für die Bestimmung von Mikrokrümmungsparametern in Lichtwellenleitern

I. Suchoiwanow, Charkow

Mitteilung aus der Humboldt Universität zu Berlin, Sektion Elektronik

Durch Mikrokrümmungen der Achse kommt es in Monomode- und Multimodelichtwellenleitern zum Leistungsaustausch zwischen den einzelnen Moden [1], was zu Schwierigkeiten bei der Herstellung und Überprüfung optischer Nachrichtenübertragungsstrecken führt. Die Mikrokrümmungen werden bei der Lösung experimenteller Aufgaben durch Anwendung spezieller Methoden und Aufbauten, die auf der Übertragungsstrecke künstlich einen stationären Zustand schaffen, berücksichtigt.
Bei den meisten theoretischen Aufgaben wird die Kenntnis der konkreten Parameter der Mikrokrümmungen gefordert: in erster Linie die Spektralfunktion der Achsenkrümmung und der Krümmungsradius oder der Krümmungsstandard. Informationen über diese Parameter kann man z. B. über statistische Untersuchungen durch Sichtbeobachtung und Messung der Krümmungsradien und der Periode der Mikrokrümmungen erhalten. Dazu kann man zum einen ein ausreichend kurzes LWL-Stück untersuchen (nicht länger als ein oder mehrere Meter), was aber keine genaue Auskunft über längere Stücken gibt, und zum anderen kann man das LWL-Stück vollständig zerstören.

1. Theoretische Grundlagen

Als Methode zur Bestimmung der Parameter der Mikrokrümmungen kann man Effekte nutzen, die Folge des Vorhandenseins der Mikrokrümmungen sind, so die Effekte der Modenkopplung. In Arbeit [2] wurde der Charakter der Modenwandlung in kurzen (bis zu 50 m langen) Stufen-LWL mit verschiedenen Parametern untersucht. Für die Berechnung der Modenleistungsverteilung und ihrer Kopplung entlang des LWL wird das Wellenmodell im Rahmen der Diffusionsnäherung der Theorie verbundener Leistungen [1] angewandt, das die Umverteilung der Modenleistung mit Hilfe der Diffusionsgleichung beschreibt. Unter Voraussetzung, daß direkte Verluste durch Absorption und Streuung fehlen, kann man folgende Gleichung aufstellen:

$$\frac{\partial \overline{P}(m, z)}{\partial z} = \frac{1}{m} \frac{\partial}{\partial m}\left[m\, d(m) \frac{\partial \overline{P}(m, z)}{\partial m}\right], \quad (1)$$

wobei $P(m, z)$ die mittlere Leistung der Moden der entarteten Modengruppen m, m die Nummer der Modengruppe, $d(m)$ der Modenkopplungsfaktor und z die Länge des LWL sind. Die Modenverteilung im LWL erreicht in kurzen LWL kein Gleichgewicht. Deshalb werden bei der Lösung der Gleichung einige statistische Moden berücksichtigt [3]. Die formale Lösung der Gleichung (1) lautet

$$\overline{P}(x, z) = \sum_j G_j(x)\, W_j\, \mathrm{e}^{-\alpha_j z}, \quad (2)$$

wobei $x = m/m_c$ die relative Modenzahl, m_c Maximalwert von m ist. Die Eigenfunktion $G_j(x)$, die die Bedeutung statistischer Moden hat, und auch der Amplitudenkoeffizient W_j und der Dämpfungskoeffizient der statistischen Moden α_j werden durch die bekannten Gleichungen [1] definiert. Das Vorhandensein von Mikrokrümmungen, die zufälligen Charakter haben, wird in (1) durch den Modenkopplungsfaktor $d(m)$ berücksichtigt. Er ist mit den Parametern der Mikrokrümmungen durch die Spektralverteilungsfunktion $\Phi(\Delta\beta)$ der Krümmung $\varkappa$ verbunden. Im Falle eines Stufenprofils hat $d(m)$ folgendes Aussehen:

$$d(m) = \frac{8}{\pi^4}(n_1 k a)^2\, \Phi(\Delta\beta), \quad (3)$$

wobei n_1 die Brechzahl des LWL-Kerns, a sein Radius und k die Ausbreitungskonstante sind. Für die Raumfrequenz der Mikrokrümmungen gleicher Phasenkonstantendifferenz zwischen den Moden benachbarter Modengruppen wird die Spektralfunktion definiert durch

$$\Phi(\Delta\beta) = \langle\varkappa^2\rangle\, 2\,p\, L_k^{1-2p} \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right)(\Delta\beta^{-2p}, \quad (4)$$

wobei p der Mikrokrümmungsparameter der Spektralfunktion der Achsenkrümmung, $\langle\varkappa\rangle$ der Mittelwert der Achsenkrümmung und L_k die charakteristische Länge sind. Für das Stufenprofil hat die Differenz der Phasenkonstanten folgendes Aussehen:

$$\Delta\beta = \frac{2\sqrt{\Delta}}{a}\, x, \quad (5)$$

wobei Δ die relative Brechzahldifferenz ist.
Durch Analyse der Gleichungen (2) bis (5) kommt man zu dem Schluß, daß die Modenleistungswandlung im LWL von 2 Parametern der Mikrokrümmungen abhängt:

- von der Achsenkrümmung $\varkappa$
- vom Mikrokrümmungsparameter p.

Berechnungen der Leistungsverteilung in Modengruppen bei verschiedenen Parametern $\varkappa$ und p bei veränderlicher Länge z zeigen, daß die Geschwindigkeit des Konversionsprozesses dem Parameter $\varkappa$ direkt proportional ist, d.h., bei Vergrößerung von $\varkappa$ kommt es zur Beschleunigung und bei Verkleinerung von $\varkappa$ kommt es zur Verlangsamung des Konversionsprozesses. Dabei ist der Einfluß für alle Modengruppen m gleich. Die Änderung des Parameters p führt zu verschiedenen Konversionsregimen, die sich bezüglich der Modengruppennummer m durch verschiedene Leistungsänderung unterscheiden. Im Bild 1 ist die Modenleistungsverteilung dargestellt, die man aus (1) bei Anfangsanregung der niedrigen Moden erhält (Kurve 1). Die Länge des LWL betrug 20 m. Wenn bei $p = 1$ (Kurve 2) die Leistungsänderung praktisch für alle Modenordnungen gleichmäßig ist und die Charakteristik sich gleichmäßig verbreitert, so kommt es bei $p > 1$ (z.B. $p = 3$; Kurve 3) zu einer bedeutenden Ungleichmäßigkeit des Umverteilungsprozesses. Es kommt zum schnellen Austausch und Ausgleich des Leistungsniveaus zwischen den Modengruppen niederer Ordnung, so daß die Kurve der Leistungsverteilung nach den Modengruppen ein Aussehen ähnlich der stufenförmigen Funktion erhält. In diesem Falle ($p = 3$) wird ebenfalls ein Regime, das ähnlich dem Gleichgewichtszustand von $p = 1$ ist, auf wesentlich kürzeren Distanzen als bei $p = 1$ erreicht. So kann man von langsamer ($p = 1$) und schneller ($p > 1$) Leistungskonversion in Multimode-LWL sprechen.

2. Ergebnisse

Die Ausnutzung der betrachteten Besonderheiten der Modenleistungswandlung, die mit der Achsenkrümmung $\varkappa$ und dem Mikrokrümmungsparameter p verbunden ist, gibt die Möglichkeit, die Parameter experimentell und theoretisch zu analysieren. Dazu reicht es aus, die Anfangsverteilung der Modenleistung und die Leistungsverteilung am LWL-Ausgang zu kennen sowie die Konstruktionsparameter des LWL, wie Kernradien, Mantelradius und Materialien, aus denen er hergestellt ist, zu wissen. Die anfängliche Leistungsverteilung muß dabei im Experiment und in der Rechnung übereinstimmen. Ein Vergleich der experimentellen Ergebnisse von Geschwindigkeit und Charakter der Konversion mit den errechneten Größen erlaubt, die Werte von p und $\varkappa$ des zu untersuchenden Multimoden-LWL zu finden. Weiter unten sind die Ergebnisse der Anwendung dieser Methode zum Finden der Parameter p und $\varkappa$ zum einen eines mehrmodigen Stufenindex-LWL aus Quarz mit dem Kerndurchmesser $2\,a = 50\,\mu$m, dem Manteldurchmesser $2\,b = 125\,\mu$m sowie einem Schutzmantel aus Polyamid und zum anderen eines einfasrigen Kabels, das aus dem angegebenen LWL hergestellt wurde, angeführt.
Im Bild 2 ist das Schema der experimentellen Apparatur dargestellt. Als Lichtquelle dient ein He-Ne-Laser mit der Wellenlänge 0,63 µm. Das Linsensystem ermöglicht es, die vorgegebene Anfangsverteilung der Lichtintensität des anregenden Strahles einzustellen. Die Kontrolle der Modenleistungsverteilung am Ausgang des LWL wird mit der Fernfeldmethode und der Anwendung eines Aufbaus mit fixiertem Lichtdetektor mit Lochblende und rotieren-

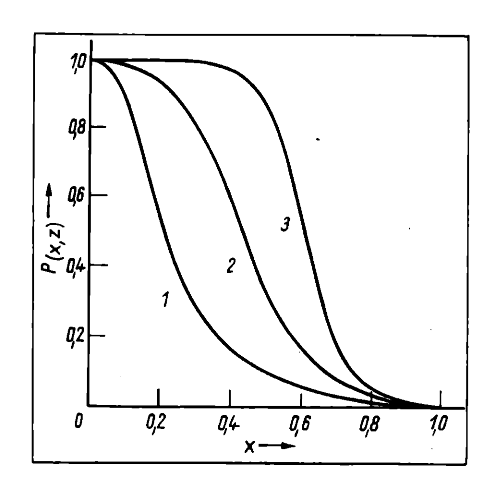


Bild 1. Modenleistungsverteilung als Funktion der Modengruppennummer x und des Mikrokrümmungsparameters p
1 Anfangsanregung ($z = 0$)
2 Verteilung bei $z = 20$ m und $p = 1$
3 Verteilung bei $z = 20$ m und $p = 3$

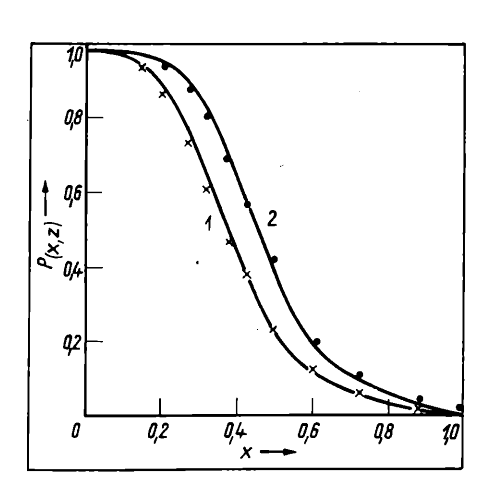


Bild 3. Vergleich der experimentellen und theoretischen Kurven der Modenleistungsverteilung für LWL
1 $z = 5$ m (x – experimentelle Ergebnisse)
2 $z = 20$ m (· – experimentelle Ergebnisse)

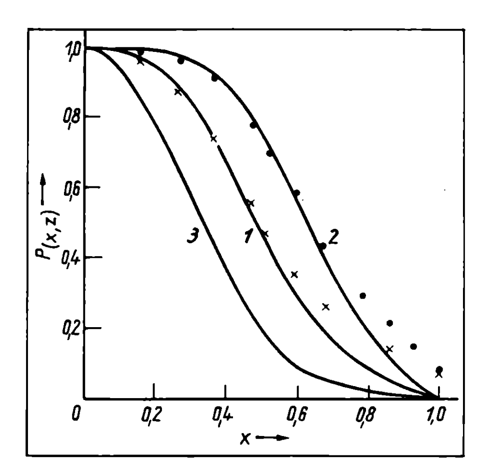


Bild 4. Vergleich der experimentellen und theoretischen Kurven der Modenleistungsverteilung für Kabel
1, 2 siehe Bild 3
3 experimentelle Anfangsanregung ($z = 0$)

dem LWL-Ende ausgeführt [3]. Wichtig ist dabei, daß die Drehachse des Drehtisches in der Faserendfläche liegt und durch den Kernmittelpunkt geht. Bestimmten Einfallswinkeln des Lichtes auf das LWL-Ende oder Austrittswinkeln aus ihm entsprechen die Modengruppen.

Die Phasenkonstante β ist mit der Modengruppennummer wie folgt verbunden [4]:

$$\beta^2 = n_1^2 k^2 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{m}{m_c}\right)^{\frac{2g}{g+2}}\right], \quad (6)$$

wobei g die Potenz der Profilfunktion ist. Außerdem kann die Phasenkonstante über die Winkel Θ_1 zwischen der Ausbreitungsrichtung und Wellenleiterachse ausgedrückt werden:

$$\beta = k\,n\,(r) \cos \Theta_1. \quad (7)$$

Beim Vergleich von (6) und (7) findet man eine Formel, die die Ausbreitungsrichtung mit den Modennummern verbindet. Für den Stufen-LWL ($g = \infty$, $n\,(r) = n_1$) hat sie folgendes Aussehen:

$$\sin \Theta_0 = n_1 \sqrt{2\Delta}\, \frac{m}{m_c}, \quad (8)$$

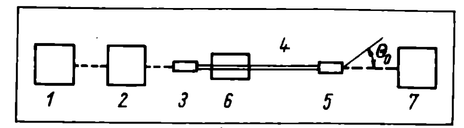
wobei Θ_0 der Winkel, unter dem der Strahl (Mode) aus der Endfläche des LWL austritt, ist.

Bei LWL mit einer numerischen Apertur von 0,2 entspricht die Änderung der Modenzahl m um 1 einem Winkel von $\delta\,\Theta = 20'$, der gleich dem Abstand der Abtastpunkte bei der Untersuchung des Fernfelds ist.

Die Anfangsverteilung der Modenleistung, die durch Anregung mit dem Laser erreicht wurde, ist im Bild 3, Kurve 1, dargestellt. Diese Verteilung wurde durch Messung der Fernfeldintensität bei einer Länge des LWL von 1,5 m erhalten.

Die Analyse der errechneten Kurven und der Vergleich dieser Kurven mit den experimentellen Ergebnissen zeigte, daß die beste Übereinstimmung des Charakters der errechneten und der experimentellen Kurven bei verschiedenen LWL-Längen für LWL und Kabel bei p = 1 vorhanden ist. In den Bildern 3 und 4 wurden die Ergebnisse des Vergleichs der experimentellen und theoretischen Kurven bei Parametern $p = 1$ entsprechend für LWL (Bild 3) und Kabel (Bild 4) wiedergegeben. Die experimentellen Resultate wurden durch Punkte dargestellt. Da bei Vergrößerung des Parameters p

Bild 2. Schema der experimentellen Apparatur
1 He-Ne-Laser
2 Objektiv
3 V-Nut-Faserhalter
4 LWL
5 V-Nut-Faserhalter mit Drehtisch
6 Mantelmodenabstreifer
7 Fotodetektor mit Lochblende



sich der Anstieg der Verteilungskurven vergrößert (siehe Bild 1), kann man folglich für die gegebenen Untersuchungsobjekte den Mikrokrümmungsparameter $p = 1$ annehmen. Daraus ergibt sich die 2. Schlußfolgerung, daß sich die Vergrößerung der Modenkopplung im Kabel im Vergleich zum LWL nur auf Vergrößerung der Achsenkrümmung $\varkappa$ im Prozeß der Kabelherstellung zurückführen läßt. Im allgemeinen überschreitet die Achsenkrümmung nicht 1 m^{-1} [5], was auch als obere Grenze bei der Berechnung der Kurven angenommen wurde. Der Parameter $\varkappa$ wurde in 3 Etappen gefunden. In der 1. Etappe wurde die Modenleistungsverteilung in Abhängigkeit von der Länge des LWL durch Untersuchung des Fernfeldes bei schrittweiser Verkürzung des LWL untersucht. In der 2. Etappe wurden Berechnungen der Leistungsverteilung $\overline{P}\,(x, z)$ für die Anfangsverteilung $\overline{P}\,(x, 0)$ bei kürzest möglicher Länge des LWL durchgeführt. Diese Länge wird als Anfangspunkt $z = 0$ angenommen. Die Kurven $\overline{P}\,(x, z)$ wurden für die Werte z berechnet, die auch im Experiment untersucht wurden, unter Berücksichtigung der Verschiebung des Bezugspunktes um die Größe, die gleich der Länge des kürzesten Abschnitts ist. Die Länge entsprach dem Abschnitt der Linie nach dem Mantelmodenabstreifer und betrug, wie schon festgestellt wurde, 1,5 m. Der Bereich der Änderung des Parameters $\varkappa$ bei der Berechnung betrug

$$0{,}1 \leqq \varkappa \leqq 1\ \mathrm{m}^{-1}.$$

Die 3. Etappe ist der Vergleich der theoretischen und experimentellen Ergebnisse für verschiedene Längen. Am Anfang, bei kürzerer Länge, z. B. 5 m (siehe Bild 3–5), wird die Krümmung $\varkappa$ gefunden, die sehr gute Übereinstimmung der Werte zeigt. Weiterhin werden für diesen Wert $\varkappa$ die Charakteristiken $\overline{P}\,(x, z)$ für größere z verglichen. Der Wert $\varkappa$ ist richtig gefunden worden, wenn bei Vergrößerung der Länge z die Divergenz der Resultate sich nicht vergrößert. Für die in den Bildern 3 und 4 gezeigten Ergebnisse gibt diese Methodik Krümmungswerte von $\varkappa = 0{,}2\ \mathrm{m}^{-1}$ für den Lichtwellenleiter und $\varkappa = 0{,}5\ \mathrm{m}^{-1}$ für das Kabel.

Man muß anmerken, daß die vorhandenen Divergenzen sowohl im LWL als auch im größeren Maße im Kabel (Bild 4) für die Modengruppen höherer Ordnung durch die Bedingungen bei der Durchführung des Experiments erklärt werden können. Das verwendete theoretische Modell geht von der Voraussetzung aus, daß Mantelmoden nicht vorhanden sind und beschränkt sich auf die Bedingung $\overline{P}\,(x, z) = 0$. Bei den Messungen der LWL-Charakteristiken wurde ein Modenfilter angewandt, das nur am LWL-Eingang angebracht wurde. So drangen hinter dem Filter aus dem Kern Moden in den Mantel ein, was auch durch die Vergrößerung des Leistungsniveaus im Bereich $x \to 1$ widergespiegelt wird. Bei der Untersuchung des Kabels wird kein Filter angebracht. Deshalb kommen im Bereich $x > 0{,}6$ heraustretende Moden vor, die in Wechselwirkung mit den geführten Moden stehen.

3. Zusammenfassung

Es wurde eine Methode der quantitativen Bestimmung folgender Parameter der Mikrokrümmungen vorgelegt: des Parameters der Spektralfunktion und die Achsenkrümmung des LWL. Diese Me-

Fortsetzung auf Seite 214

Rauschanalyse von Multirate-Systemen. Teil 2

W. Wardenga, Greifswald

Mitteilung aus der Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik

3.2. Beziehung zu meßtechnischen Größen

In vielen Fällen werden Rauschsignale nach Meßvorschriften bzw. mit Apparaturen meßtechnisch ausgewertet, bei denen eine ggf. vorhandene periodische Instationarität keinen Einfluß auf das Meßergebnis hat, so z.B. bei einer Messung der Rauschleistung durch Zeitmittelung. Unter dieser Bedingung ist es gerechtfertigt [14], periodisch instationäre Rauschsignale durch die über eine Periode gemittelte AKF bzw. ein mittleres Schwankungsquadrat zu charakterisieren:

$$\bar{r}_z(\mu) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} r_z(k+\mu, k)$$

$$\bar{\sigma}_z^2 = \frac{1}{L} \sum_{K=0}^{L-1} \sigma_z^2(k). \tag{28}$$

Wünschenswert ist eine Rückführung dieser meßtechnisch relevanten Funktionen auf die im vorigen Abschnitt abgeleiteten allgemeinen Charakteristika. Mit der Beziehung (24) für die AKF eines interpolierten Rauschsignals erhält man für die gemittelten Größen das sehr einfache Ergebnis:

$$\bar{r}_z(\mu) = \hat{r}_{z,0}(\mu) \quad \bar{\sigma}_z^2 = \hat{\sigma}_{z,0}^2. \tag{29}$$

Danach ist für das Meßergebnis lediglich der 0-te Entwicklungskoeffizient der AKF bzw. vom verallgemeinerten Spektrum nur die Intensitätsfunktion auf der Hauptdiagonalen von Bedeutung, alle anderen Trägerlinien sind hierfür ohne Belang.

Auch bei einer selektiven Messung des Rauschpegels mit einem schmalbandigen Filter nach Bild 4 wird das Meßergebnis nur durch die Intensitätsfunktion auf der Hauptdiagonalen bestimmt: Das Signal am Ausgang des Meßfilters mit der Übertragungsfunktion

$$G_M(\Omega) = \begin{cases} 1 & \text{für } |\Omega - \Omega_0| < \frac{\Delta\Omega}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{30}$$

(Ω_0 Meßfrequenz; $\Delta\Omega \ll \pi$ relative Bandbreite) ist wegen der Sperrdämpfung des Meßfilters stationär, für den Erwartungswert als Meßergebnis ergibt sich mit

$$G_v^2(\Omega_0) = \frac{\Delta\Omega}{\pi} \hat{R}_{z,0}(\Omega_0) = \frac{2\Delta f}{f_s} \hat{R}_{z,0}(\Omega_0) \tag{31}$$

ein zur Intensitätsfunktion auf der Hauptdiagonalen proportionaler Wert.

Die besondere Bedeutung der Hauptdiagonalen für das Ergebnis von Rauschmessungen — sie kann als DFT der gemittelten AKF (28) mit einer gewissen Berechtigung als „gemittelte spektrale Rauschleistungsdichte" bezeichnet werden — liefert auch die Grundlage und Berechtigung für die quasistationäre Rauschanalyse [6] [7]. Unter Verwendung von (21) erhält man:

$$\hat{R}_{z,0}(\Omega) = \frac{1}{L} |G(\Omega)|^2 R_x(L\Omega) \tag{32}$$

und daraus nach (25) für das mittlere Schwankungsquadrat:

$$\bar{\sigma}_z^2 = \frac{1}{2\pi L} \int_{-\pi}^{\pi} d\Omega\, |G(\Omega)|^2 R_x(L\Omega). \tag{33}$$

Diese Relation stimmt bis auf den Faktor $1/L$ mit der entsprechenden Beziehung für stationäre Systeme überein (die periodischen Wiederholungen des Spektrums des Eingangssignals werden durch den Term $R_x(L\Omega)$ berücksichtigt). Der zusätzliche Faktor läßt sich anschaulich als ein „Verschmieren" der Rauschleistung des Eingangssignals auf die bei der Interpolation 0-ter Ordnung eingefügten L-1 Nullen erklären.

Ganz anders stellt sich die Situation dar, wenn wie im Bild 5 vor der Rauschmessung eine Dezimation auf die ursprüngliche Abtastrate ($L = M$) vorgenommen wird. Hier verliert die Betrachtungsweise der „stationarisierenden Mittelung durch den Meßprozeß" ihre Berechtigung, da von den L in die Mittelung (28) einbezogenen Teilsequenzen nur eine einzige durch den Dezimator ausgeblendet und erst dann gemessen wird. Demzufolge ist die quasistationäre Analyse auf Kaskadenschaltungen von Interpolatoren und Dezimatoren (zumindest für $L = M$) i. allg. nicht anwendbar. Nur für den Fall, daß die Entwicklungskoeffizienten für das Schwankungsquadrat für $k \neq 0$ infolge einer hinreichend hohen Sperrdämpfung des Nachfilters ausreichend klein und somit die Erwartungswerte der Teilsequenzen (25) ohnehin fast gleich sind, liefert die quasistationäre Rauschanalyse brauchbare Ergebnisse. Quantitative Angaben über die Abhängigkeit des damit verbundenen Fehlers von der Sperrdämpfung des Nachfilters sind in [9] enthalten.

3.3. Dezimatoren

Bei der Dezimation 0-ter Ordnung besteht zwischen den AKF der Ein- und Ausgangssignale die Beziehung:

$$r_w(n_1, n_2) = r_z(M \cdot n_1\; M \cdot n_2). \tag{34}$$

Wenn das Eingangssignal $z(n)$ stationär ist und durch eine AKF $r_z(n_1, n_2) = r_z(|n_1 - n_2|)$ charakterisiert werden kann, so wird auch die AKF des Ausgangssignals nur vom Abstand der Beobachtungszeitpunkte abhängen:

$$r_w(n_1, n_2) = r_z(M|n_1 - n_2|), \tag{35}$$

d.h., die Stationarität des Eingangssignals geht durch die Dezimation 0-ter Ordnung nicht verloren. Weiterhin folgt für $n_1 = n_2$, daß sich die Rauschleistung je Abtastwert durch das Ausblenden von Abtastwerten erwartungsgemäß nicht verändert. Wegen der Stationarität kann das Ausgangssignal im Frequenzbereich durch eine

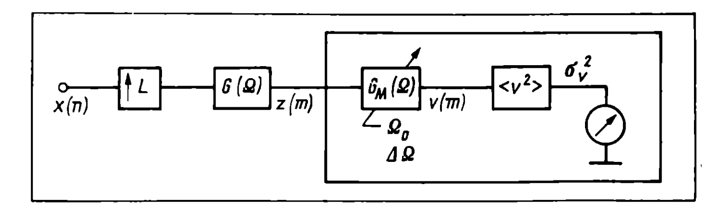


Bild 4
Anordnung zur selektiven Rauschmessung

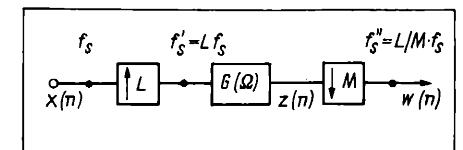


Bild 5
Kaskadenschaltung eines Interpolators und eines Dezimators

Fortsetzung von Seite 213

thode beruht auf der komplexen Anwendung theoretischer und experimenteller Untersuchungen der Modenwandlung in kurzen LWL-Adern und -Kabelstücken.

NaA 70

Literatur

[1] *Unger, H.-G.:* Planar optical waveguides and fibres. Oxford: Clarendon Press, 1977

[2] *Suchoiwanow, I. A.; Petrow, S. I.:* Wlijanie parametrow mikroisgibow na charakter difusii modowoi moschtschnosti w korotkich swetowodach. (Einfluß der Mikrokrümmungsparameter auf den Charakter der Diffusion der Modenleistung in kurzen Lichtwellenleitern). Radiotechnika, Charkow (1986) 79, S. 87 bis 90

[3] *Suchoiwanow, I. A.:* K opredeleniju dopolnitelnich potjer w korotkich mnogomodowych opticheskich wolnowodach (Bestimmung der Zusatzverluste in kurzen Multimoden-Lichtwellenleitern) Radio i Technika, (1985) 75, S. 26–29

[4] *Costa, B.; Cordo, B.:* Fibre characterisation. Optical fibre communication (1980), Part 1, S. 145–307

[5] *Marcuse, D.:* Principles of optical fiber measurements. Akademik Press, New York, London: 1981

Dr.-Ing. *Igor Suchoiwanow*, Charkow, Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik, Invalidenstr. 110, Berlin, 1040

Rauschleistungsdichte (14) beschrieben werden, die sich in Analogie zu (6) aus der Überfaltung höherfrequenter Spektralanteile in das Basisband zusammensetzt:

$$R_w(\Omega) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} R_z\left(\frac{\Omega + 2K\pi}{M}\right). \tag{36}$$

Bei Erregung des Dezimators durch weißes Rauschen mit einer konstanten Rauschleistungsdichte $R_z(\Omega) = \sigma_z^2$ ergibt (36) für das Ausgangsrauschen ebenfalls ein frequenzunabhängiges Spektrum gleicher Intensität. Trotzdem wird man bei einer Rauschmessung mit einem selektiven Pegelmeßplatz nach Bild 4 bei einer konstanten Bandbreite Δf einen um den Faktor M höheren Rauschpegel messen als beim nicht dezimierten Signal, da das Meßergebnis (31) indirekt proportional zur Abtastfrequenz des Ausgangssignals ist.

Eine kompliziertere Situation ergibt sich, wenn der Dezimator durch ein instationäres Eingangssignal erregt wird. Bei einer Kaskadenschaltung eines Interpolators und eines Dezimators nach Bild 5 ergibt sich mit (34) und der AKF (24) des interpolierten Signals für die AKF des Ausgangssignals

$$r_w(n_1, n_2) = \sum_{k=0}^{L-1} \hat{r}_{z,k}[M(n_1 - n_2)]\, e^{-2\pi j \frac{M n_1 k}{L}} \tag{37}$$

wieder eine Darstellung als endliche Fourierreihe. Die Periodenlänge der Instationarität ist aber im Gegensatz zu (24) i. allg. nicht durch den Interpolationsfaktor L gegeben, sondern wird maßgeblich davon beeinflußt, ob L und M einen gemeinsamen Teiler haben. Dann sind wegen der Periodizität der komplexen e-Funktion bei der Variation von $k = 0, \ldots, L-1$ einige der Exponentialterme identisch; im Grenzfall (wenn M ein ganzzahliges Vielfaches von L ist) sind sie sogar alle gleich Eins und man erhält stationäres Rauschen. Zur mathematischen Formulierung bezeichnet im folgenden V den größten gemeinsamen Teiler von M und L, $L' = L/V$ und $M' = M/V$ die teilerfremden Faktoren.

Damit verbleiben in (37) gerade L' unterschiedliche Exponentialterme

$$r_w(n_1, n_2) = \sum_{k=0}^{L'-1} \hat{r}_{w,k}(n_1 - n_2)\, e^{-2\pi j \frac{n_1 k}{L'}} \tag{38}$$

wobei der zum k-ten Exponentialterm gehörige Entwicklungskoeffizient $\hat{r}_{w,k}(\mu)$ sich aus der Summe der V Entwicklungskoeffizienten mit identischen Exponentialtermen zusammensetzt:

$$\hat{r}_{w,k}(\mu) = \sum_{l=0}^{V-1} \hat{r}_{z,p(k,l)}(M \cdot \mu). \tag{39}$$

Durch die Indexfunktion $p(k, l) = (M' k) \bmod L' + L' l$ werden die Entwicklungskoeffizienten von (37) und (38) richtig zueinander zugeordnet. Auf dieser Grundlage können in Analogie zum bisherigen Vorgehen die Intensitätsfunktionen berechnet und daraus die meßtechnisch relevanten Größen abgeleitet werden, es sollen jedoch nur 2 anwendungstechnisch wichtige Spezialfälle genauer diskutiert werden.

Im Fall der Dezimation eines vorher interpolierten Signals auf die ursprüngliche Abtastrate ($M = L$) besteht mit $V = L$, $M' = L' = 1$ die Fourrierreihe (38) nur aus einem einzigen Term, folglich ist das Rauschen stationär und durch die AKF

$$r_w(n_1, n_2) = \hat{r}_{w,0}(n_1 - n_2) \text{ mit } \hat{r}_{w,0}(\mu) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{r}_{z,l}(L \cdot \mu) \tag{40}$$

gegeben. Für die spektrale Rauschleistungsdichte ergibt sich unter Verwendung der Beziehung (36), die den Einfluß der Umnumerierung der Zeitachse auf das Spektrum berücksichtigt:

$$R_w(\Omega) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{R}_{z,l}\left(\frac{\Omega + 2k\pi}{L}\right). \tag{41}$$

Schließlich läßt sich das Spektrum des Ausgangssignals unter Verwendung von (19) in Abhängigkeit von der Übertragungsfunktion des Filters $G(\Omega)$ und der Rauschleistungsdichte des Eingangssignals schreiben:

$$R_w(\Omega) = \frac{1}{L^2} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} G\left(\frac{\Omega + 2k\pi}{L}\right) \cdot G^*\left(\frac{\Omega + 2l\pi}{L}\right) R_x(\Omega). \tag{42}$$

In dieser Beziehung treten spektrale Mehrdeutigkeiten oder Überfaltungen nicht auf, die Rauschleistungsdichten von Ein- und Ausgangssignal hängen über den frequenzabhängigen Vorfaktor linear voneinander ab. Demzufolge läßt sich jede Kaskadenschaltung eines Interpolators und eines Dezimators, bei der die ein- und ausgangsseitige Abtastrate übereinstimmt, hinsichtlich des Übertragungsverhaltens durch ein zeitinvariantes Digitalfilter mit der Übertragungsfunktion

$$G_0(\Omega) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} G\left(\frac{\Omega + 2k\pi}{L}\right) \tag{43}$$

ersetzen. In der Tat erhält man mit dieser Abkürzung aus (42) die von der Rauschanalyse stationärer Systeme her bekannte Beziehung $R_w(\Omega) = |G_0(\Omega)|^2 R_x(\Omega)$. Eine anschauliche Interpretation dieses Ergebnisses ist auch hier mit Hilfe der Polyphasenstruktur aus Bild 3 möglich: Durch die Dezimation um den Faktor L werden die Ausgangssignale sämtlicher Teilfilter $G_k(\Omega)$ für $k \neq 0$ ausgeblendet. Das Ausgangssignal wird lediglich über den 0-ten Polyphasenzweig übertragen. Aus der Konstruktionsvorschrift für die Impulsreaktion dieses Teilfilters $g_0(n) = g(nL)$ läßt sich die Identität von dessen Übertragungsfunktion mit (43) nachweisen. (Eine konstant zeitliche Verzögerung zwischen Interpolations- und Dezimationszeitpunkt muß ggf. durch einen zusätzlichen Verzögerungsterm in der Übertragungsfunktion $G(\Omega)$ berücksichtigt werden.)

Im 2. Grenzfall, der Änderung der Abtastrate um einen rationalen Faktor L/M, wird man L und M im Interesse einer möglichst niedrigen Abtastrate teilerfremd ($V = 1$) wählen. In diesem Fall sind die Exponentialterme in der Fourierreihe (37) sämtlich voneinander verschieden, so daß die Periodenlänge der Instationarität unbeeinflußt von der Dezimation den Wert L behält. In der Summe (39) für die Entwicklungskoeffizienten der AKF verbleibt jeweils nur ein Summand:

$$\hat{r}_{w,k}(\mu) = \hat{r}_{z,(Mk) \bmod L}(M\mu). \tag{43}$$

Für die meßtechnisch besonders wichtige Intensitätsfunktion auf der Hauptdiagonalen erhält man durch DFT des 0-ten Entwicklungskoeffizienten und unter Verwendung von (19):

$$\hat{R}_{w,0}(\Omega) = \frac{1}{LM} \sum_{k=0}^{M-1} R_x\left(\frac{L(\Omega + 2k\pi)}{M}\right) \cdot \left|G\left(\frac{\Omega + 2K\pi}{M}\right)\right|^2. \tag{44}$$

Das Ergebnis ließe sich auch unter Verwendung der quasistationären Rauschanalyse als eine Überfaltung der meßtechnisch relevanten Intensitätsfunktion $\hat{R}_{z,0}(\Omega)$ des interpolierten Signals ableiten. Der Hintergrund für die Anwendbarkeit der quasistationären Rauschanalyse ist die aus (43) für $k = 0$ resultierende Bedingung $\hat{r}_{w,0}(\mu) = \hat{r}_{z,0}(M\mu)$, die aber nach (39) nur für teilerfremde L und M gültig ist.

4. Überprüfung einiger theoretischer Ergebnisse

Eine erste Überprüfung der Theorie wurde durch die Nachbildung der Differenzengleichung einer Interpolator-Dezimator-Kaskadenstruktur nach Bild 5:

Tafel 2. Parameter und Ergebnisse der Rechnersimulation zur Überprüfung theoretischer Aussagen

Spezifikation des Nachfilters

Grenze des Durchlaßbereichs	$0{,}20 \cdot \pi$
Grenze des Sperrbereichs	$0{,}25 \cdot \pi$
Welligkeit im Durchlaßbereich	0,085 dB
Sperrdämpfung	20 dB

Koeffizienten des Nachfilters

i	a_i	b_i
0	0,440986	–
1	– 0,696603	– 2,528779
2	1,012236	2,824082
3	– 0,696603	– 1,507172
4	0,440986	0,338350

Entwicklungskoeffizienten für die AKF des interpolierten Signals

k	$\mathrm{Re}(\sigma^2_{z,k}/\sigma_x^2)$	$\mathrm{Im}(\sigma^2_{z,k}/\sigma_x)$
0	0,89682	0
1	– 0,03739	– 0,05466
2	0,07522	0
3	– 0,03739	0,05466

Vergleich zwischen den theoretischen Werten und den Simulationsergebnissen für das Verhältnis der mittleren Rauschleistung des Ausgangssignals zur Rauschleistung des Eingangssignals in Abhängigkeit vom Dezimationsfaktor

M	Theorie	Simulation	Fehler
1	0,897	0,889	0,8 %
2	0,972	0,965	0,7 %
3	0,897	0,889	0,8 %
4	0,898	0,896	0,2 %

$$y(n) = x(n/L) \cdot \Delta_L(n)$$

$$z(n) = \sum_{i=0}^{p} a_i y(n-i) - \sum_{i=1}^{p} b_i z(n-i)$$

$$w(n) = z(n \cdot M), \tag{45}$$

p Filtergrad

auf einem Mikrorechner vorgenommen, dabei wurde der Interpolationsfaktor mit $L = 4$ festgelegt. Für die Approximation der Übertragungsfunktion (3) des Nachfilters wurde ein Cauer-Tiefpaß 4. Grades mit den in Tafel 2 angegebenen Filterspezifikationen und -koeffizienten verwendet. Die Erregung $x(n)$ erfolgte durch eine Folge von unkorrelierten, im Intervall $(-0{,}5,\ 0{,}5)$ gleichverteilten Zufallszahlen (Random-Funktion von Turbo-Pascal). Von den Ein- und Ausgangssignalen wurde durch Zeitmittelung ein Schätzwert für das Schwankungsquadrat nach

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x^2(i) - \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x(i)\right]^2 \tag{46}$$

berechnet, dabei wurde die Mitteilung für das Ausgangssignal über $N_w = 10000$ Werte und für das Eingangssignal entsprechend dem Teilerverhältnis über $N_x = N_w \cdot M/L$ Werte vorgenommen. Diese aus konkreten Realisierungen der Zufallsprozesse x und w bestimmten Parameter wurden mit den aus der Theorie berechneten mittleren Schwankungsquadraten verglichen. Dazu wurden die Entwicklungskoeffizienten $\hat{\sigma}_{z,k}^2$ für das Schwankungsquadrat des interpolierten Signals $z(n)$ nach (25) aus dem Verlauf der Übertragungsfunktion

$$G(\Omega) = \frac{\sum_{k=0}^{p} a_k e^{-j\Omega k}}{1 + \sum_{k=1}^{p} b_k e^{-j\Omega k}} \tag{47}$$

und der als konstant vorausgesetzten Rauschleistungsdichte σ_x^2 des Eingangssignals durch numerische Integration berechnet, daraus ergibt sich nach (39) für das mittlere Schwankungsquadrat des Ausgangssignals in Abhängigkeit vom größten gemeinsamen Teiler V von L und M:

$$\bar{\sigma}^2_w = \sum_{l=0}^{V-1} \hat{\sigma}^2_{z,\,l \cdot L/V}\,. \tag{48}$$

In Tafel 2 sind die theoretischen Werte mit den Simulationsergebnissen verglichen, die Übereinstimmung ist besser als 1% und liegt damit im Streubereich für die Schätzung des Schwankungsquadrates nach (46) (sie ist als Funktion einer Stichprobe endlichen Umfangs mit einer Streuung behaftet, die indirekt proportional mit der Wurzel aus der Anzahl der Meßwerte abnimmt). Als Ergebnis einer quasistationären Analyse hätte man für alle Werte von M dasselbe Ergebnis $\bar{\sigma}_w^2 = \sigma_{z,0}^2$ erhalten, der damit verbundene Fehler liegt für den Fall $M = 2$ mit 8% um fast eine Größenordnung höher als beim exakten Verfahren.

5. Praktische Schlußfolgerungen

Für die praktische Rauschanalyse von MRS ist eine vollständige Charakteristik der Rauschsignale (gegeben durch die Intensitätsfunktionen auf sämtlichen Trägerlinien des verallgemeinerten Spektrums) oft nicht erforderlich, da die meßtechnisch relevanten Eigenschaften des Ausgangsrauschens durch die Intensitätsfunktion auf der Hauptdiagonalen ausreichend beschrieben werden.

Wie in den vorhergehenden Abschnitten gezeigt wurde, kann diese „mittlere spektrale Rauschleistungsdichte" auf der Grundlage der quasistationären Rauschanalyse exakt oder zumindest näherungsweise berechnet werden. Die quasistationäre Rauschanalyse liefert (unabhängig von den Eigenschaften des Nachfilters) für Kaskadenschaltungen von Interpolatoren und Dezimatoren exakte Ergebnisse, wenn die Interpolations- und Dezimationsraten keinen gemeinsamen Teiler haben; insbesondere auch mit $M = 1$ bzw. $L = 1$ für „reine" Interpolatoren und Dezimatoren. Aber auch wenn diese Bedingung nicht erfüllt ist, kann die quasistationäre Rauschanalyse brauchbare Näherungsergebnisse bringen, die Anwendung ist dann jedoch an die (im Einzelfall nach [9] zu überprüfende) Voraussetzung einer hinreichend hohen Sperrdämpfung des Nachfilters gebunden.

Im folgenden werden die Beziehungen der quasistationären Rauschanalyse in praktisch handhabbarer Form zusammenfassend dargestellt. Dabei ist es zweckmäßig, zur spektralen Charakteristik eines Rauschsignals $z(n)$ anstelle der auf die Abtastfrequenz normierten Intensitätsfunktion $\hat{R}_{z,0}(\Omega)$ die auf physikalische Frequenzen bezogene Rauschleistungsdichte

$$S_z(\omega) = \frac{1}{2\pi f_s} \hat{R}_{z,0}(\Omega = \omega/f_s) \tag{49}$$

zu verwenden, die ein von der Abtastfrequenz unabhängiges Maß für die Rauschleistung je Frequenzintervall $d\omega$ ist. Für den Interpolator nach Bild 1 (Erhöhung der Abtastrate von f_s' auf $f_s = L f_s'$) ergibt sich mit (32) für die Rauschleistungsdichte des Ausgangssignals $z(n)$:

$$S_z(\omega) = S_x(\omega) \cdot |G'(\omega)|^2/L^2 \quad \text{mit} \quad G'(\omega) = G(\Omega = \omega/f_s). \tag{50}$$

Hierbei ist zu beachten, daß wegen der Periodizität der Intensitätsfunktion auch die Rauschleistungsdichte $S_x(\omega)$ außerhalb des Eindeutigkeitsbereiches periodisch fortgesetzt wird:

$$S_x(\omega) = S_x(\omega + 2k\pi \cdot f_s). \tag{51}$$

Bei einem Interpolator 0-ter Ordnung ($G'(\omega) = 1$) ist die Rauschleistungsdichte des Ausgangssignals um den Faktor $1/L^2$ kleiner als die des Eingangssignals. Diese Verringerung hat 2 Ursachen:

- Einerseits verteilt sich die Rauschleistung auf eine L-fach größere Abtastfrequenz
- andererseits ist durch das Einfügen von L-1 Nullen die Rauschleistung je Abtastwert ohnehin schon um den Faktor L kleiner.

Die Verringerung wird jedoch durch das Nachfilter wieder aufgehoben: Wenn das Filter gemäß (3) im Durchlaßbereich einen nahezu konstanten Amplitudengang mit einer Verstärkung L hat, stimmen die Rauschleistungsdichten von Ein- und Ausgangssignal im Eindeutigkeitsbereich etwa überein.

Für einen Dezimator nach Bild 1 (Verringerung der Abtastrate von f_s' auf $f_s = f_s'/M$) ergibt sich für die spektrale Rauschleistungsdichte des Ausgangssignals $w(n)$:

$$S_w(\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} S_z(\omega + 2k\pi \cdot f_s)\,. \tag{52}$$

Falls das Eingangsspektrum durch Vorfilterung auf das der langsamen Abtastfrequenz entsprechende Eindeutigkeitsintervall $(-f_s/2,\ f_s/2)$ bandbegrenzt ist, verbleibt nur der Term für $k = 0$ und die Rauschleistungsdichten von Ein- und Ausgangssignal stimmen überein, ansonsten führen die spektralen Überfaltungen zu einer Erhöhung des Rauschpegels des dezimierten Signals.

6. Zusammenfassung

Es wird ein Rauschanalyseverfahren für Multirate-Systeme vorgestellt, das auf einer einheitlichen Frequenzbereichsbeschreibung von Signalen und Systemen durch die zweidimensionale DFT als verallgemeinerte Spektren bzw. verallgemeinerte Übertragungsfunktionen beruht. Das Verfahren berücksichtigt bereits von der mathematischen Konzeption her die bei der Abtastratenänderung entstehende Instationarität.

Die Anwendung auf einen Interpolator zeigt, daß die AKF und das Schwankungsquadrat des Ausgangssignals eine periodische Instationarität aufweisen, die jedoch in Abhängigkeit von den Eigenschaften des Nachfilters unterdrückt werden kann. Bei einer nachfolgenden Dezimation hängen die Eigenschaften des Ausgangssignals wesentlich davon ab, ob die Interpolations- und Dezimationsrate einen gemeinsamen Teiler haben, unter bestimmten Bedingungen kann das Rauschen durch die Dezimation sogar wieder stationär werden.

Für die praktische Rauschanalyse von MRS ist die über eine Periode gemittelte AKF als meßtechnisch relevante Größe von besonderem Interesse, da sie bei zeitmittelnden und schmalbandigen Meßverfahren eine ausreichende Charakteristik des Rauschsignals darstellt. Es wird gezeigt, daß die meßtechnisch relevanten Größen unter folgenden Bedingungen mit der quasistationären Rauschanalyse berechnet werden können:

- die Dezimations- und Interpolationsfaktoren sind teilerfremd oder
- das Nachfilter realisiert eine zur Unterdrückung der Instationarität ausreichende Sperrdämpfung.

Eine erste Überprüfung der theoretischen Ergebnisse durch Rechnersimulation zeigt eine gute Übereinstimmung.

NaA 51

Fortsetzung auf Seite 217

16-bit-Rechnermodul auf der Basis des Mikroprozessors 8086

B. Hoier, KDT; F. Menge, Berlin

Mitteilung aus der Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik

Zur Unterstützung des Übergangs zur 16-bit-Technik wird ein Einkartenrechner vorgestellt, der mit einem 8-bit-System gekoppelt werden kann. Der Rechner verfügt je nach Bestückung über 128 Kbyte bis 1 Mbyte RAM. Die Kopplung zum 8-bit-System befindet sich auf der Karte. Mit dieser Baugruppe läßt sich ein 8-bit-System mit K1520-Bus zu einem vollwertigen 16-bit-Rechner ausbauen. Die Rechnerkarte basiert auf dem Mikroprozessor 8086. Vielfältige Nutzungsmöglichkeiten, wie z.B. die Implementierung eines CP/M 86-Systems, lassen sich realisieren.

1. Vorbemerkungen

Im Rahmen der rechnergestützten Signalverarbeitung gibt es eine Reihe von Aufgaben, die mit 8-bit-Mikrorechnersystemen nicht mehr befriedigend gelöst werden können. Dazu gehören unter vielen anderen Aufgaben z.B. Filteroperationen, Funktionstransformationen, statistische Verfahren und die Bedienung schneller Peripheriebaugruppen. Zur Simulation bzw. zur Durchführung derartiger Arbeiten im Labormaßstab eignen sich Personalcomputer mit den Betriebssystemen MS/DOS und CP/M 86. Die Nachrüstung von existierender 8-bit-Rechentechnik mit 16-bit-Ergänzungen ist in dem Zusammenhang eine sinnvolle Aufgabenstellung. Sollen darüber hinaus die genannten Aufgaben in Prozeßnähe gelöst werden, sind geeignete Rechnerbaugruppen und ein angepaßtes Softwaresystem erforderlich.

Ziel ist die Entwicklung eines, für viele Anwendungen nutzbaren Rechnermoduls mit dem Mikroprozessor 8086 (ergänzbar mit 8087) und eines angepaßten Softwarekonzepts. Der Modul soll einsetzbar sein als:

- 16-bit-Ergänzung für 8-bit-Rechner mit K1520-Bus [1] [2] [3]
  - Implementierungsvariante für CP/M 86 und MS/DOS unter
  - Nutzung der 8-bit-Seite als Peripheriesteuerung [4]
  - Coprozessorkarte (auch mehrere an einem Steuerrechner)
- 16-bit-Zentraleinheit für Rechner mit den Betriebssystemen MS/DOS und CP/M 86
- Anwendersystem mit spezifischer Software zur Signalverarbeitung.

Der Schwerpunkt Schaltungskonzept zeigt, was den Entwurf eines universell nutzbaren 16-bit-Rechners mit geringem gerätetechnischen Aufwand hauptsächlich beeinflußt. Das dazugehörige Softwarekonzept enthält die dazu notwendigen programmtechnischen Aspekte. Anwendungsmöglichkeiten werden im letzten Abschnitt dargestellt.

2. Schaltungskonzept

Bei der Auslegung der Schaltung des Rechnermoduls wird auf einen niedrigen schaltungstechnischen Aufwand orientiert. Über 2 Bussteckverbinder besteht die Möglichkeit der Ergänzung mit weiteren Baugruppen.

Der Modul, dessen Blockstruktur im Bild 1 dargestellt ist, läßt sich in folgende Funktionsgruppen untergliedern:

- Takterzeugung, Prozessorlogik und Prozessor
- Speicher
- Kopplung zum 8-bit-Bus.

Ein Taktgenerator erzeugt den für den Prozessor 8086 benötigten unsymmetrischen Takt. Die Wahl der Quarzfrequenz richtet sich nach den eingesetzten Prozessor- und Speicherschaltkreisen. Erprobt wurde die Karte bis zu einer Taktfrequenz von 8 MHz. Um einen Arithmetikprozessor 8087 einsetzen zu können, wird das System im Maximum-Modus betrieben, wozu ein Bus-Controller zur Erzeugung der benötigten Steuersignale benötigt wird. Da der Schaltkreis 8288 nicht zur Verfügung steht, werden die erforderlichen Teilfunktionen durch TTL-Schaltkreise nachgebildet (siehe Bild 2). Die Steuersignale lassen sich aus den Prozessorstatusleitungen S0 bis S2, den zwischengespeicherten Adreßleitungen A13 bis A19 und dem Takt erzeugen. Aus den Statusleitungen werden folgende Zustände decodiert [5]:

- I/0-read
- I/0-write
- Instruction fetch
- Memory read
- Memory write
- Inactiv.

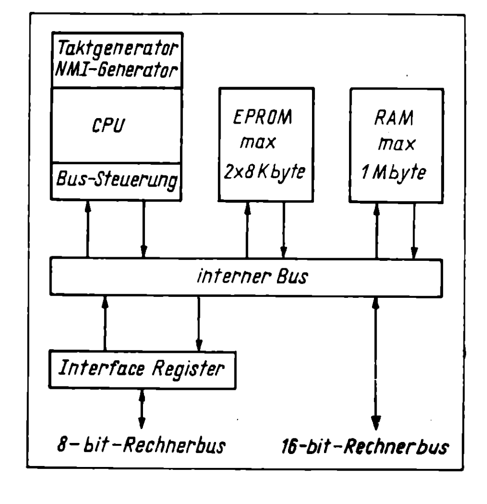


Bild 1
Blockschaltbild der Baugruppe

Fortsetzung von Seite 216

Literatur

[1] *Chrochiere, R.; Rabiner, L.:* Multirate signal processing. Englewood Cliffs, Prentice Hall 1983

[2] *Chrochiere, R.; Rabiner, L.:* Interpolation and decimation of digital signals — a tutorial review. Proc. of the IEEE 69 (1981) 5, S. 300–331

[3] *Scheuermann, H.; Glöckler, H.:* A comprehensive survay of digital transmultiplexing methods. Proc. of the IEEE 69 (1981), S. 1419–1450

[4] *Apfel, R.; Ibrahim, H.; Ruebush, R.:* Signal processing chips enrich line card architecture. Electronics 5 (1982) S. 113–118

[5] *Mayer, R.; Burrus, C.:* A unified analysis of multirate and periodically timevarying networks. IEEE Trans. CAS-22 (1975) S. 162–168

[6] *Miyawaki, T.; Barnes, C.:* Scaling and roundoff noise in a class of multirate block structures. IEEE Trans. ASSP-31 (1983) S. 604–608

[7] *Chu, S.; Burrus, C.:* Roundoff noise in multirate digital filters. Preprint Dept. of electrical engineering, Ric University, Houston, USA

[8] *Jackson, L.:* On the interaction of roundoff noise and dynamic range in digital filters. BSTJ 49 (1970) S. 159–184

[9] *Wardenga, W.:* Verfahren zur Rauschanalyse von digitalen Systemen mit unterschiedlichen Abtastraten. 32. IWK, Ilmenau 1987, Band 1, S. 233–236

[10] *Claasen, T.; Mecklenbräucker, W.:* On the transposition of linear time-varying discrete-time networks and its application to multirate digital filters. Philips Journ. of Res. 33 (1978) S. 78–102

[11] *Claasen, T.; Mecklenbräucker, W.:* On stationary timevarying systems. IEEE Trans. CAS-29 (1982) S. 169–184

[12] *Papoulis, A.:* Proability, random variables and stochastic processes. New York: McGraw Hill 1965

[13] *Bellanger, M.; Bonnerot, G.; Courdeuse, M.:* Digital filtering by polyphase networks: Application to sample rate alternation and filter banks. IEEE Trans. ASSP-24 (1976) S. 109–114

[14] *Gardner, W.; Franks, L.:* Characterization of cyclostationary random signals. IEEE Trans. IT-21 (1975) S. 4–14

[15] *Schreiber, H.:* Lineare Systeme mit diskreter Zeit. In: Handbuch der Systemtheorie. Berlin: Akademie-Verlag 1986 S. 98–153

Dr. rer. nat. *Wolfgang Wardenga*, Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik, Domstraße 10a, Greifswald, 2200

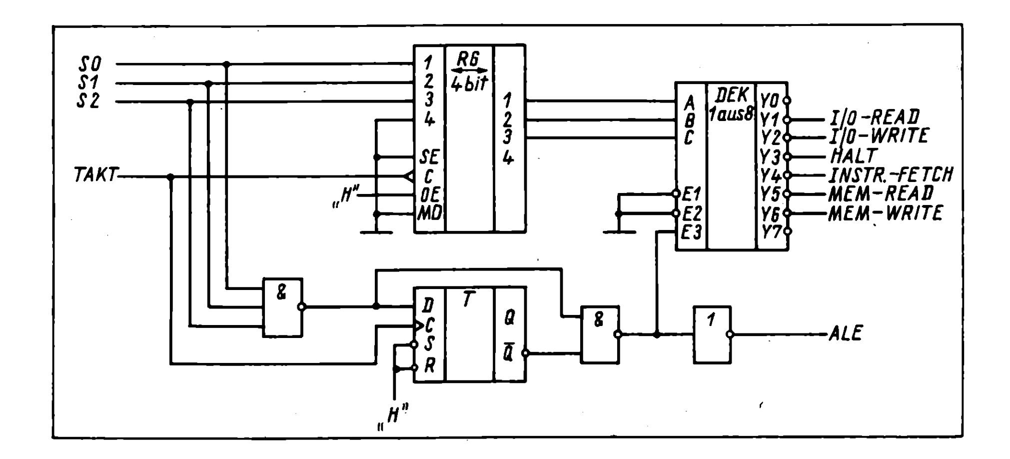


Bild 2. Schaltung der Bussteuerung

Nach dem Ende des Inactive-Signals wird in der folgenden Pausendauer des Taktes ein Strobe-Impuls (ALE) für die Adreßregister erzeugt (siehe Bild 2).

Der Urlader und andere residente Programmteile lassen sich auf 2 EPROM-Schaltkreisen (2764) im obersten Adreßbereich des Rechners unterbringen.

Für den dynamischen RAM der Baugruppe sind 16 bzw. 32 Stück 64-Kbit- oder 256-Kbit-Schaltkreise erforderlich. Durch Selektion der RAS-Signale können auf der Adreßleitung A19 die beiden RAM-Bänke unterschieden werden. Mit dem CAS-Signal wird zwischen Low-Byte und High-Byte unterschieden. Adreßregister sind notwendig, um die im Zeitmultiplex betriebenen Adreß- und Datenbusleitungen zu trennen. Die Adreßregister mit Tristate-Ausgängen werden gleichzeitig zur Umschaltung der RAM-Adressen verwendet.

Die Refreshfunktion der RAM-Schaltkreise wird vom Prozessor durch periodisches Auslösen eines nichtmaskierten Interrupts gewährleistet. Mit der Interruptservice-Routine werden 128 bzw. 256 aufeinanderfolgende RAM-Zellen gelesen. Die zeitliche Belastung des Systems kann mit folgender Gleichung berechnet werden:

$$V_R = \frac{n_R \cdot T_{SYS}}{T_R} \cdot 100\,\%,$$

T_{SYS} Systemtaktperiode
T_R Refresh-Taktperiode
n_R Takte für Refresh.

Bei einer Systemtaktfrequenz von 8 MHz und einer Refresh-Taktperiode von 4 ms benötigt die Refreshfunktion etwa 4 Prozent der CPU-Zeit. Der Wert rechtfertigt den Verzicht auf eine aufwendige Schaltung zur Erzeugung eines transparenten RAM-Refreshs. Es besteht die Möglichkeit der Refreshvorgang zu sperren, um bestimmte Programmteile ohne Unterbrechung absolvieren zu können.

Über den am Bussteckverbinder zur Verfügung stehenden 16-bit-Bus kann man das System durch weitere Baugruppen, wie z. B. Ein- und Ausgabeeinheiten zum schnellen Datentransfer, Grafikdisplaysteuerungen oder Koppelmodule mit weiteren 16-bit-Rechnerkarten ergänzen.

Die Daten werden zwischen dem 8-bit- und dem 16-bit-System über zwei 8-bit-Register ausgetauscht, deren Status abgefragt werden kann. Die Register sind von beiden Systemen aus les- und beschreibbar. Die Bedienung des 16-bit-Systems ist dabei so schnell, daß die Statusabfrage auf der 8-bit-Seite nur zu Beginn einer Übertragung erforderlich ist. Es kann bei bekannter Blocklänge mit Blocktransferbefehlen (INIR, OTIR) gearbeitet werden. Daraus ergibt sich, daß der Einsatz eines Dual-Port-RAMs praktisch keinen Zeitgewinn bringen würde.

Das dargestellte Konzept ist durch Kompromisse bei der Gestaltung des RAM-Refreshs und des Datenaustauschs gekennzeichnet. Mit dem nachfolgend erläuterten Programmsystem läßt sich jedoch ein leistungsfähiges, vielseitig nutzbares 16-bit-Rechnersystem mit geringem Hardwareaufwand realisieren.

3. Softwarekonzept

Für einen sinnvollen Einsatz sind Programmteile zu folgenden Schwerpunkten erforderlich:

- Aktivitäten nach dem Rücksetzvorgang
- Realisierung des RAM-Refreshs
- Bedienung der 8-bit—16-bit-Schnittstelle
- Implementierung von Betriebssystemen.

Nach dem RESET-Signal sind auf der 16-bit-Seite folgende Schritte durchzuführen:

- Laden der Startadresse der NMI-Routine (für Refresh)
- Initialisierung des Prozessors
- Start des Betriebssystems bzw. des Anwenderprogramms.

Die NMI-Routine, die aus 128 bzw. 256 Befehlen „MOV AX, AX“ besteht, muß sich im Festwertspeicher befinden. Bei Ausführung dieser Routine werden weder Flags noch Registerinhalte verändert.

Die zur Bedienung der Schnittstelle notwendige Software ist sehr einfach und beschränkt sich auf die Statusabfrage und das Beschreiben bzw. Lesen des Datenports. Das geschieht auf 8-bit- und 16-bit-Seite nach dem gleichen Schema (s. Bilder 3 und 4).

Die größte Flexibilität erreicht man, wenn sich auf den EPROM-Schaltkreisen nur ein Urlader befindet, der eine Programmdatei vom 8-bit-Rechner lädt und dieses Programm anschließend ausführt. Das kann beispielsweise ein aufgabenspezifisches Programm sein, das den Einkartenrechner als Coprozessor in einem Mehrrechnersystem nutzt.

Ein sinnvoller Einsatz ist die Implementierung von 16-bit-Betriebssystemen. Das Betriebssystem CP/M 86 läßt sich emulieren, wenn auf dem angeschlossenen 8-bit-System bereits ein CP/M 80-Betriebssystem läuft. Bis auf wenige Ausnahmen gibt es für jeden Systemaufruf unter CP/M 86 ein Äquivalent auf der 8-bit-Seite, so daß sie nur über die Schnittstelle von der 16-bit- zur 8-bit-Seite weitergereicht werden müssen. Im 8-bit-Rechner läuft ein Koppelprogramm, das den Datenaustausch zwischen der Schnittstelle und dem CP/M 80-Betriebssystem durchführt. Wenn in der später eingesetzten 16-bit-Software nur Betriebssystemschnittstellen genutzt werden, entfällt eine Anpassung an die Rechnerperipherie vollständig, da das im 8-bit-Rechner bereits geschehen ist.

Die Inbetriebnahme von MS/DOS auf dem System ist ebenfalls möglich. Die Arbeiten dazu sind zur Zeit noch nicht abgeschlossen.

```
o_z80:   push   af              ; Ausgabe von Z80-Rechner
stat80:  in     a, (status8)    ; an 8086-Modul
         and    1
         jr     nz, stat80
         pop    af
         out    (daten8), a
         ret
i_z80:   in     a, (status8)    ; Eingabe vom 8086-Modul
         and    2               ; an Z80-Rechner
         jr     nz, i_z80
         in     a, (daten8)
         ret
```

Bild 3. Z80-Assemblerroutinen zum Datenaustausch

```
o_86:    mov    ah, al          ; Ausgabe vom 8086-Modul
stat86:  in     al, (status16)  ; zum Z80-Rechner
         and    al, 1
         jz     stat86
         mov    al, ah
         out    (daten16), al
         ret
i_86:    in     al, (status16)  ; Eingabe vom Z80-Rechner
         and    al, 2           ; zum 8086-Modul
         jz     i_86
         in     al, (daten16)
         ret
```

Bild 4. 8086-Assemblerroutinen zum Datenaustausch

Auf der Basis des gezeigten Programmkonzepts lassen sich vielfältige Anwendungsprobleme lösen. Einen Einblick soll der folgende Abschnitt geben.

4. Einsatzmöglichkeiten

Von den in der Zielstellung genannten Anwendungsmöglichkeiten des Rechnermoduls wurden die Varianten als 16-bit-Ergänzung für 8-bit-Rechner praktisch erprobt. Der 16-bit-Modul ist in 2 Betriebsarten genutzt worden:

- Nach dem Systemstart und der Übertragung eines entsprechenden Emulationsprogramms zum 16-bit-Modul übernimmt dieses die Steuerfunktion. Die Verbindung zur Peripherie läuft über die Schnittstelle zum 8-bit-System. Unter der Voraussetzung, daß auf dem 8-bit-Rechner ein CP/M 80-Betriebssystem installiert ist, läßt sich CP/M 86 nutzen. Damit sind CP/M 86-Programme, wie TURBO 3, TURBO 87, SID 86 u. a. lauffähig. Mit den Programmen sind die Voraussetzungen für eine effektive Entwicklung, Testung und Durchführung von Signalverarbeitungsaufgaben gegeben. Zusätzlich vorhandene Peripheriegeräte, wie z. B. CCD-Kameras und Schrittmotorsteuerungen können unmittelbar vom Prozessor 8086 bedient werden.
- Das 16-bit-Modul wird als Coprozessor verwendet. Aufwendige arithmetische Operationen werden von dieser Baugruppe ausgeführt. Das 8-bit-System stellt die Operanden bereit und empfängt die Resultate. Es können mehrere Coprozessoren in einem 8-bit-System benutzt werden, da von einer Baugruppe nur 3 E/A-Adressen belegt werden.

Der Rechnermodul mit CP/M 86-Betriebssystem wurde im Zusammenhang mit der Bildfilterung und Merkmalsgewinnung für die Klassifikation von Elektrodenkoksschliffbildern praktisch erprobt [6]. Bei einer Bildgröße von 128 × 128 Bildpunkten, einer Rechnertaktfrequenz von 6 MHz sowie unter Nutzung der Programmsprache TURBO-PASCAL wurden je Filter die in Tafel 1 angegebenen Programmlaufzeiten erzielt.

Der Einkartenrechner wurde weiterhin zur Simulation des Lernverhaltens neuraler Netze [7] eingesetzt. Wegen der sehr rechenintensiven Algorithmen wurde der Arithmetikprozessor 8087 erprobt. Ein Vergleich der Abarbeitungszeiten vergleichbarer Simulationen, die mit den Compilerprogrammen TURBO 3 und TURBO 87 übersetzt wurden, ergab bei REAL-Operationen Verkürzungen auf 10 bis 40%. Bei reinen INTEGER-Operationen erhöhte sich die Abarbeitungszeit beim 8087 wegen unterschiedlicher Mantissenlängen der Compiler.

Tafel 1. Programmlaufzeiten

Filtertyp (3 × 3	Zeit [s]	Filtertyp (5 × 5)	Zeit [s]
Mittelwert	35	Mittelwert	55
Rangordnung	35	Sigma	245
Sigma	47	Linear	72
Gradienteninv.	360		
lok. Statistik	40		
Graham	34		
Brown	34		
Laplace	10		
Sobel	10		

5. Zusammenfassung

Die vorgestellte Baugruppe und das zugehörige Programmsystem sind eine günstige Variante des Übergangs zu einer neuen Mikrorechnergeneration. Mit dem Rechnermodul wird dem Trend Rechnung getragen, bei vertretbarem Aufwand existierende 8-bit-Rechner zu erweitern, um damit den Einstieg in Konzepte, die auf den Prozessoren 8086/8087 basieren, zu erleichtern. Beim Schaltungskonzept wurde ein Kompromiß zwischen universeller Einsetzbarkeit und geringem Hardwareaufwand angestrebt. Programmtechnisch gesehen basiert der Rechnermodul auf einem Urladerprinzip, das das Konfigurieren der für die konkrete Aufgabe notwendigen Softwarestruktur unterstützt. Dabei kommt der Emulation eines CP/M 86-Betriebssystems eine besondere Bedeutung zu. Mit Unterstützung der dann verfügbaren Software-Umgebung ist eine Einarbeitung in die 16-bit-Technik mit guten Ergebnissen möglich. Trotz des geringen Hard- und Softwareaufwands läßt sich die Leistungsfähigkeit vergleichbarer 16-bit-Rechner erreichen.

Die Weiterentwicklung des Konzepts in verschiedene Richtungen ist denkbar. Es wird an die Umgestaltung des Rechnermoduls gedacht, wenn die Controller- und Treiberschaltkreise verfügbar sind sowie an eine Entwicklung und Anpassung von Peripheriebaugruppen mit dem Ziel der Implementierung von MS/DOS einschließlich standardisierter Grafikformate.

NaA 48

Literatur

[1] *Fey, P.; Rehm, W.:* Leistungsfähige 16-bit-ZRE-Karte für K1520. rfe, 32 (1982) 10, S. 629–631

[2] *Brennenstuhl, H.* u.a.: Erweiterung des K1520 durch Integration eines 16-bit-Mikrorechners. rfe, 34 (1985) 8, S. 495–497

[3] *Münzer, B.-G.; Stachowiak, T.:* 16-bit-Single-Board-Computer SBC 8086. Mikroprozessortechnik, 1 (1987) 7, S. 200–203

[4] *Kabatzke, W.:* Single-User-Betriebssystem für den SBC 8086. Mikroprozessortechnik, 1 (1987) 7, S. 203–205

[5] *Alexy, G.; Rector, R.:* The 8086 Book. Berkley, California: McGraw-Hill, Inc. 1980

[6] *Kreutzer, A.:* Digitale Bildverarbeitung und statistische Klassifikation von Werkstoffbildern am Beispiel von Elektrodenkoks. Dissertation A, Humboldt-Universität zu Berlin, 1989

[7] *Schütte, A.:* Lernalgorithmen für formale neurale Netzwerke. 33. IWK der TH Ilmenau 1988, Vortragsreihe „Biomedizinische Technik und Bionik"

Dr.-Ing. *Bernhard Hoier*, Dipl.-Ing. *Frank Menge* Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik, Invalidenstr. 110, Berlin 1040

Auslieferung in diesen Tagen durch den Fachbuchhandel:

Russische Abkürzungen

Zusammengestellt von Edgar Scheitz. 2., unveränderte Auflage. 696 Seiten, Leinen, DDR 50,– M, Ausland 70,– DM.
Bestellangaben: 5532254/Scheitz, Abkürzungen

Nachschlagewerk mit etwa 40000 russischsprachigen Abkürzungen mit den entsprechenden russischsprachigen Klartexten und Begleitinformationen aus allen Wissensgebieten. Breiter Raum ist den Abkürzungen von staatlichen Einrichtungen und Betrieben der UdSSR gewidmet.



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Digitale Codierung von Alphabeten

D. Balfanz; A. Bergholz, Berlin

Nachrichtentechnik Elektronik stellt mit diesem Beitrag erstmals Arbeiten von Schülern vor. Die beiden Autoren besuchen die Spezialschule mit mathematisch-naturwissenschaftlich-technischer Richtung „Heinrich Hertz" in Berlin. Aufgrund ihrer außergewöhnlichen Leistungen werden sie von unserem Beiratsmitglied Prof. H. Völz am ZKI im Rahmen einer Sonderförderung betreut. Er empfahl beide Arbeiten, die hier zu einem Beitrag zusammengefaßt wurden. Sie wären auch für graduierte Wissenschaftler gute Leistungen. Darüber hinaus wird die Darstellung für viele Leser eine interessante Anregung sein, über Codierungsprobleme nachzudenken bzw. selbst sich tiefgründiger damit zu beschäftigen.

Redaktion

1. Teil: Untersuchungen zum Shannon-Fano-Code und Huffman-Code

Für die konstruktive Gestaltung der Codierungen von Alphabeten existieren der Shannon-Fano- und der Huffman-Algorithmus. In vielen Fällen ist der suboptimale Shannon-Fano-Code schlechter, d.h., die mittlere Codewortlänge des Shannon-Fano-Codes liegt weiter über der Entropie des Alphabets als die des Huffman-Codes. Bisher wurde angenommen, daß die beiden Algorithmen erst von einer Alphabetlänge von 7 Zeichen an einen unterschiedlichen Code liefern. Das Problem der minimalen Zeichenanzahl, bei der unterschiedliche Code generiert werden können, sei hier systematisch untersucht.

• Begonnen wird die Untersuchung mit der Buchstabenanzahl $n = 1$: Eine Codierung ist hier nicht sinnvoll, da die Entropie $H = 0$ ist.

• Für $n = 2$ gilt:

Die mittlere Codewortlänge ist in jedem Fall $L = 1$, da dem ersten Buchstaben unabhängig von dessen Wahrscheinlichkeit der Code '1', dem zweiten der Code '0' zugeordnet wird. Tatsächlich liefern die beiden Algorithmen dieses Ergebnis, wovon man sich leicht überzeugen kann.

• Die Untersuchungen für $n = 3$ werden hier nicht durchgeführt, da man sie leicht selbst aufgrund der nun folgenden Betrachtungen für $n = 4$ nachvollziehen kann.

Wenn p_1, p_2, p_3, p_4 die der Größe nach geordneten Wahrscheinlichkeiten der einzelnen Buchstaben sind (es gilt also: $p_1 \geqq p_2 \geqq p_3 \geqq p_4$), sind 3 Fälle zu unterscheiden:

(i) $p_1 < p_3 + p_4$
(ii) $p_1 > p_3 + p_4$
(iii) $p_1 = p_3 + p_4$.

Im 1. Fall sei zunächst untersucht, welchen Code der Huffman-Algorithmus liefert:

Es sind 2 Unterfälle zu unterscheiden, die aber beide den gleichen Code liefern (als Schreibweise wollen wir vereinbaren, daß p_{ij} für $p_i + p_j$ steht):

$$\begin{array}{lll} p_1 & p_{34} & p_{12} \\ p_2 \Rightarrow & p_1 \Rightarrow & p_{34} \\ p_3 & p_2 & \\ p_4 & & \end{array} \qquad \begin{array}{lll} p_1 & p_{34} & p_{34} \\ p_2 \Rightarrow & p_1 \Rightarrow & p_{12} \\ p_3 & p_2 & \\ p_4 & & \end{array}$$

Als Code entsteht:

p_1: '11'
A: p_2: '10'
p_3: '01'
p_4: '00'.

Wird auf den Fall (i) der Shannon-Fano-Algorithmus angewandt, entsteht der gleiche Code.

Beweis:

$p_3 + p_4 > p_1$
$\langle - \rangle \quad s > 2 * p_1 + p_2$ (wobei $s = p_1 + p_2 + p_3 + p_4$)
$\langle - \rangle \quad s - p_1 > p_1 + p_2$
$\langle - \rangle \quad (s/2) - p_1 > (p_1 + p_2) - (s/2)$.

Das heißt, daß die 1. Teilung im Shannon-Fano-Algorithmus nach dem 2. Zeichen erfolgt. Somit entsteht der gleiche Code wie beim Huffman-Algorithmus.

Nun sei mit dem Huffmancode der Fall (ii) untersucht. Es gibt hier 4 verschiedene Möglichkeiten der Abarbeitung des Huffman-Algorithmus. Sie liefern aber alle den folgenden Code:

p_1: '1'
B: p_2: '01'
p_3: '001'
p_4: '000'.

Wendet man auf diese Fälle nun den Shannon-Fano-Algorithmus an, ergibt sich ebenfalls dieser Code. Der Beweis ist analog zu Fall (i).

Im Fall (iii) sind beide Algorithmen „nicht eindeutig". (Da nun das Relationszeichen '=' auftritt, sind bei beiden Algorithmen die Code A und B möglich). Der Beweis dieser Aussage wird wieder entsprechend Fall (i) geführt.

Bei beiden Algorithmen wird aber jeweils die gleiche mittlere Codewortlänge erreicht.

Beweis:

Zunächst werden die mittleren Codewortlängen L_A und L_B der Code A und B ermittelt:

$L_A = 2 * (p_1 + p_2 + p_3 + p_4)$
$L_B = p_1 + 2 * p_2 + 3 * (p_3 + p_4)$.

Nun ersetzt man $p_3 + p_4$ durch p_1 und erhält

$L_A = L_B = 4 * p_1 + 2 * p_2$.

Damit ist für $n = 4$ gezeigt, daß Huffman- und Shannon-Fano-Algorithmus stets Code mit gleicher mittlerer Codewortlänge liefern.

• Anschließend seien alle Alphabete mit $n > 4$ betrachtet.

Hier zeigt sich, daß für jedes $n > 4$ Alphabete existieren, für die der Huffman-Algorithmus einen Code mit geringerer mittlerer Codewortlänge liefert als der Shannon-Fano-Algorithmus.

Das ist z.B. bei $n = 5$ der Fall, wenn gilt:

1. $p_2 < p_4 + p_5 < p_1$
2. $p_2 + p_3 < p_1$
3. $p_3 + p_4 + p_5 > p_1$.

Das kann man sich mit ähnlichen Überlegungen wie im Fall $n = 4$ klarmachen.

Der Beweis wird mit der Methode der vollständigen Induktion geführt:

— Induktionsanfang

$n = 5$.

Der Beweis der Existenzaussage wird durch die Angabe eines Beispiels gemäß den obigen Ungleichungen geführt:

	Huffman-Code	Shannon-Fano-Code
$p_1 = 0.38$	'1'	'11'
$p_2 = 0.17$	'000'	'10'
$p_3 = 0.16$	'001'	'01'
$p_4 = 0.15$	'010'	'001'
$p_5 = 0.14$	'011'	'000'
mittl. Codewortlänge:	2.24	2.29
Entropie:	2.20.	

Man sieht, daß der Huffman-Algorithmus einen besseren Code liefert als der Shannon-Fano-Algorithmus.

— Induktionsschritt

Induktionsvoraussetzung:

Für $n = k$ gibt es ein Alphabet mit k Buchstaben und zugehörigen Wahrscheinlichkeiten, für das der Huffman-Algorithmus einen besseren Code liefert als der Shanon-Fano-Algorithmus. Ein solches Alphabet wollen wir ausgezeichnet nennen.

Induktionsbehauptung:

Dann gibt es auch ein ausgezeichnetes Alphabet mit $k + 1$ Buchstaben.

Beweis der Induktionsbehauptung:

Man konstruiert aus einem k-buchstabigen ausgezeichneten Alphabet X ein $k + 1$-buchstabiges Alphabet Y wie folgt:

Die Wahrscheinlichkeit des 1. Buchstabens von Y sei 0.9 (wie immer sollen die Buchstaben nach der Häufigkeit ihres Auftretens geordnet sein). Die Wahrscheinlichkeit des i. Buchstaben von Y ($i = 2 \cdots k + 1$) sei gleich dem 10. Teil der Wahrscheinlichkeit des $i - 1$. Buchstabens von X. Offensichtlich ist die Summe der Wahrscheinlichkeiten der Buchstaben in Y gleich 1, es handelt sich also um ein reguläres Alphabet.

Der Shannon-Fano-Algorithmus für Y sieht nun wie folgt aus: Die 1. Teilung erfolgt offensichtlich nach dem ersten Buchstaben mit der Wahrscheinlichkeit 0,9. Dieser 1. Buchstabe erhält also den Code '1', und alle anderen Buchstaben erhalten im Gegensatz zu X nur noch eine '0' vor ihren ursprünglichen Code.

Gleiches läuft beim Huffman-Algorithmus ab. Das letzte Paar besteht offensichtlich einerseits aus dem Buchstaben mit der Wahrscheinlichkeit 0.9 und andererseits aus der Summe aller anderen Wahrscheinlichkeiten (also 0.1). Daraus folgt, daß auch hier der 1. Buchstabe eine '1' als Code hat und alle anderen vor ihren ursprünglichen Code eine '0' erhalten.

Somit bleibt das Relationszeichen für die mittleren Codewortlängen bei beiden Code erhalten. (Es ist leicht nachzuweisen, daß sich die neuen mittleren Codewortlängen jeweils aus dem zehnten Teil der alten, erhöht um eins, berechnen.) Y ist also ebenfalls ein ausgezeichnetes Alphabet.

Anmerkung: Das erste Zeichen in Y kann natürlich jede beliebige Wahrscheinlichkeit p mit $0.5 < p < 1$ haben, da nur die Abarbeitung der beiden Algorithmen von Bedeutung ist und nicht die konkreten Werte der Wahrscheinlichkeiten. Allerdings müssen dann auch die anderen Wahrscheinlichkeiten von X durch eine andere Zahl dividiert werden, so daß die Summenwahrscheinlichkeit in Y gleich eins ist.

Hiermit ist die vollständige Abarbeitung dieses Problems abgeschlossen. Die Betrachtungen zeigen, daß der Huffman-Algorithmus von 5 Buchstaben im Alphabet an wirklich bessere Ergebnisse liefern kann als der Shannon-Fano-Algorithmus, wobei hingegen für Alphabete mit weniger als 5 Buchstaben Codes mit gleicher mittlerer Codewortlänge entstehen.

Eine offen gebliebene Frage ist, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein zufällig ausgewähltes Alphabet (bei vorgegebenem n) ein ausgezeichnetes ist. Die Autoren führten dazu einen Rechnerversuch durch, in dem die absolute Häufigkeit von ausgezeichneten Alphabeten unter 1000 zufällig erzeugten für $n = 5, 6, \ldots, 45$ ermittelt wurde. Wie die grafische Darstellung (Bild 1) zeigt, ist zu vermuten, daß die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein Huffman-Code besser als ein Shannon-Fano-Code ist, mit der Anzahl der Elemente des Alphabets zunimmt und sich eins nähert, ohne aber diesen Wert zu erreichen. Wählt man nämlich die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Buchstaben wie folgt, erhält man für jedes n ein Alphabet, für das Huffman- und Shannon-Fano-Code gleich sind:

$$p_1 = 2^{-1}$$
$$p_2 = 2^{-2}$$
$$\vdots$$
$$p_{n-1} = 2^{-(n-1)}$$
$$p_n = 2^{-(n-1)}$$

(Übrigens sind hier auch Entropie und mittlere Codewortlänge bei beiden Algorithmen gleich.)

2. Teil: Allgemeiner Huffmancode und Morsealphabet

Die Information Bit wird i. allg. wie folgt definiert:

- Ein Bit ist die Informationsmenge, die ein Zeichen des Alphabets $\{0; 1\}$ (Binäralphabet) liefert, wenn man annimmt, daß beide Zeichen gleichwahrscheinlich sind.

Wenn man als ein Alphabet allgemein eine Zusammenstellung verschiedener Zeichen mit den Wahrscheinlichkeiten ihres Auftretens versteht, so ergibt sich die Entropie eines solchen Alphabets dementsprechend als

$$H = p_1 * \mathrm{ld}\,(1/p_1) + \cdots + p_n * \mathrm{ld}\,(1/p_n)$$

(mit $p_1, p_2, \ldots, p_n$ als Wahrscheinlichkeiten der Zeichen) und erhält die Einheit Bit/Zeichen. Das Binäralphabet wurde gewählt, da bei technischen Anwendungen gerade 2 Zustände besonders leicht zu realisieren sind. Mit diesen 2 Zuständen werden Informationen codiert (z. B. ASCII-Code). Prinzipiell eignen sich aber auch Alphabete mit mehreren Zeichen zum Codieren. Ein Beispiel in der Praxis ist das Morse-Alphabet mit den Zeichen Punkt, Strich, Pause. Im folgenden sollen sich Betrachtungen über das allgemeine Codieren

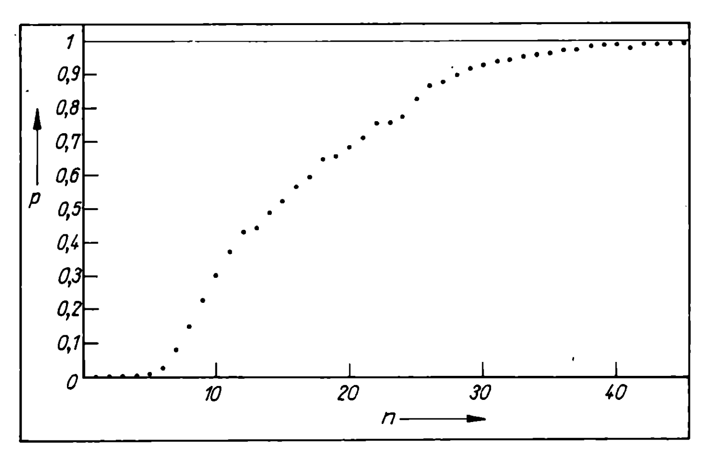


Bild 1

beliebiger n-stelliger Alphabete durch beliebige z-stellige Alphabete anschließen. (Ein Alphabet, das t Zeichen enthält, heiße t-stellig.) Um Verwechselungen auszuschließen, wird im folgenden das zu codierende Alphabet „Symbolalphabet" und das den Code liefernde Alphabet „Codealphabet" genannt.

An den Anfang sei eine verallgemeinerte Definitoin des Bits gestellt:

- Ein z-Bit sei die Informationsmenge, die ein Zeichen des Alphabetes $\{c_1, c_2, \ldots, c_z\}$ liefert, wenn angenommen wird, daß alle Zeichen gleichwahrscheinlich sind.

Die verallgemeinerte „z-Entropie" eines n-stelligen Symbolalphabets, bezogen auf ein z-stelliges Codealphabet ist dann

$$H_z = p_1 * \log_z (1/p_1) + \cdots + p_n * \log_z (1/p_n)$$

mit der Einheit z-Bit/Zeichen.

Um das Verhältnis der Informationswerte von einem z-Bit und einem herkömmlichen, d.h. einem 2-Bit zu bestimmen, wird ein z-stelliges Codealphabet, bei dem alle Zeichen gleichwahrscheinlich sind, mit dem Binäralphabet $\{0; 1\}$ codiert und die Entropie berechnet (das z-stellige Codealphabet ist hier also das Symbolalphabet und das Binäralphabet das Codealphabet):

$$\begin{aligned} H_2 &= p_1 * \mathrm{ld}\,(1/p_1) + \cdots + p_z * \mathrm{ld}\,(1/p_z) \\ &= 1/z * \mathrm{ld}\,(z) + \cdots + 1/z * \mathrm{ld}\,(z) \\ &= \mathrm{ld}\,(z). \end{aligned}$$

Das heißt, daß ein Zeichen des z-stelligen Codealphabets die Information ld (z) 2-Bit hat, oder anders gesagt, daß die Information „ein z-Bit" das ld (z)-fache der Information „ein 2-Bit" darstellt.

Daraus folgt, daß die Entropie eines n-stelligen Symbolalphabets, bezogen auf ein z-stelliges Codealphabet, gleich dem ld (z)-fachen der herkömmlichen Entropie (die sich ja auf das Binäralphabet bezieht) ist.

Ein in der Praxis relevantes Problem ist es nun, vorgegebene n-stellige Symbolalphabete durch ebenfalls vorgegebene z-stellige Codealphabete zu codieren. Ein Beispiel dafür ist der genetische Code. Hierbei werden die 20 im menschlichen Organismus auftretenden Aminosäuren durch 4 in der DNA fixierte Basenpaare codiert. Dabei ist die Codewortlänge stets gleich 3, da jeweils 3 Basensequenzen eine Aminosäure repräsentieren. Ein anderes Beispiel ist das bereits erwähnte Morsealphabet, mit dem z. B. die deutsche oder die englische Sprache codiert wird. Eine Aufgabe besteht jetzt darin, einen möglichst günstigen Prefixcode zu finden, d.h. die mittlere Codewortlänge minimal zu gestalten (die untere Grenze ist die Entropie). Für die Binärcodierung existiert der Huffman-Algorithmus, der einen optimalen Code liefert. Er läßt sich auf beliebige z-stellige Codealphabete ausdehnen. Man erhält so einen Algorithmus zur Codierung n-stelliger Symbolalphabete mit Hilfe z-stelliger Codealphabete:

1. Das Wahrscheinlichkeitsfeld der Zeichen des n-stelligen Symbolalphabetes wird als Liste aufgeschrieben.
2. Es werden die x kleinsten Wahrscheinlichkeiten ausgewählt, wobei gilt:
   (i) $2 \leqq x \leqq z$
   (ii) $x \equiv n \bmod (z - 1)$.
3. Von den ausgewählten Zeichen des Symbolalphabets wird dem wahrscheinlichsten das 1. Zeichen des Codealphabets zugeordnet, dem zweitwahrscheinlichsten das 2. usw., bis alle ausgewählten x Zeichen des n-stelligen Symbolalphabets ein Zeichen des z-stelligen Codealphabets zugeordnet bekommen haben.
   Aus diesen Codezeichen entsteht für jedes Zeichen des zu codie-

renden Symbolalphabets der Code. „Zugeordnet bekommen“ heißt, daß das zugeordnete Codezeichen links neben eventuell schon vorhandene Codezeichen geschrieben wird.

4. Jetzt werden die ausgewählten x Wahrscheinlichkeiten aus der Liste eliminiert und ihre Summe als neue Wahrscheinlichkeit in die Liste eingetragen.
5. Sofern die neue vollständige Liste noch mehr als z Elemente enthält, wird erneut bei 1) begonnen. Andernfalls ist die Codierung beendet.
   (Wie man schnell erkennen wird, gilt ab dem zweiten Durchlauf stets $x = z$.)

Anmerkungen:

- In 2 ist n die aktuelle (!) Länge der Liste.
- Wird einer Wahrscheinlichkeit, die sich als Summe aus anderen Wahrscheinlichkeiten ergab, ein Codezeichen zugeordnet, so ist das gleichbedeutend damit, daß jedem der Summanden dieses Codezeichen zugeordnet wird.

Nun kann man für die oben erwähnten Anwendungsbeispiele den optimalen Code ermitteln und ihn mit den bereits in der Praxis bestehenden vergleichen. Das wird am Beispiel des Morse-Alphabets und der deutschen bzw. der englischen Sprache durchgeführt: Das Morse-Alphabet besteht aus 3 Zeichen: "." (Punkt), "—" (Strich), " " (Pause). Die Entropie des deutschen Alphabets, bezogen auf ein 3stelliges Codeaphabet, beträgt $H_3 = 2.5851$ 3-bit/Zeichen.

Wendet man den erweiterten Huffman-Algorithmus auf das deutsche Alphabet für ein dreistelliges Codealphabet an, so erhält man die minimale mittlere Codewortlänge von
$L = 2.6559$ 3-bit/Zeichen.

Die mittlere Codewortlänge beim Morse-Code beträgt dagegen $L_M = 3.4354$ 3-bit/Zeichen.

Sie liegt also beträchtlich über dem praktisch erreichbaren Wert. Das hat seine Ursache darin, daß beim Morse-Code gefordert wird, daß ein Zeichen (nämlich die Pause) stets und nur am Ende eines Codewortes auftritt. Aber auch bei Berücksichtigung dieser Forderung läßt sich ein Code mit geringerer mittlerer Codewortlänge finden: Es werden die 26 kürzesten Codeworte, die sich mit 2 Zeichen bilden lassen, erstellt, d.h. 2 Worte mit der Länge 1, 4 Worte mit der Länge 2 usw. Dann wird an jedes Codewort das 3. Zeichen angefügt. Von den so erhaltenen Codeworten werden den wahrscheinlichsten Zeichen die kürzesten und den unwahrscheinlichsten die längsten Codeworte zugeordnet. In Tafel 1 sind die Ergebnisse für die deutsche und englische Sprache tabellarisch dargestellt.

Tafel 1

Deutsch:					Englisch:				
B	W	O	M	V	B	W	O	M	V
e	0.1669	02	.P	02	e	0.1243	20	.P	02
n	0.0992	11	—.P	12	t	0.0851	10	—P	12
i	0.0782	20	..P	002	a	0.0819	02	.—P	002
s	0.0678	21	...P	012	o	0.0747	01	———P	012
t	0.0674	22	—P	102	n	0.0724	00	—.P	102
r	0.0654	000	.—.P	112	i	0.0705	222	..P	112
a	0.0651	001	.—P	0002	s	0.0665	221	...P	0002
d	0.0541	002	—..P	0012	r	0.0594	212	.—.P	0012
h	0.0406	012	....P	0102	h	0.0494	210	....P	0102
u	0.0370	100	..—P	0112	l	0.0431	122	.—..P	0112
g	0.0365	101	——.P	1002	d	0.0406	121	—..P	1002
m	0.0301	102	——P	1012	c	0.0323	120	—.—.P	1012
c	0.0284	120	—.—.P	1102	u	0.0321	112	..—P	1102
l	0.0283	121	.—..P	1112	m	0.0269	111	——P	1112
b	0.0257	122	—...P	00002	g	0.0206	2202	——.P	00002
o	0.0229	0110	———P	00012	f	0.0202	2201	..—.P	00012
f	0.0204	0112	..—.P	00102	p	0.0199	2200	.——.P	00102
k	0.0188	0100	—.—P	00112	w	0.0197	2112	.——P	00112
w	0.0140	0101	.——P	01002	b	0.0171	2111	—...P	01002
v	0.0107	0102	...—P	01012	y	0.0166	2110	—.——P	01012
z	0.0100	01110	——..P	01102	v	0.0112	1102	...—P	01102
p	0.0094	01111	.——.P	01112	k	0.0091	1101	—.—P	01112
j	0.0019	011120	.———P	10002	x	0.0034	11002	—..—P	10002
q	0.0007	011121	——.—P	10012	j	0.0021	11001	.———P	10012
y	0.0003	0111220	—.——P	10102	q	0.0006	110001	——.—P	10102
x	0.0002	0111221	—..—P	10112	z	0.0005	110000	——..P	10112
3-Entropie:									
	2.5851					2.6488			
mittlere Codewortlänge:									
		2.6559	3.4354	3.3240			2.7102	3.5607	3.4235
umgerechnet auf 2 bit:									
	4.0973	4.2095	5.4459	5.2684		4.1982	4.2956	5.6436	5.4261

Erläuterungen zur Tafel 1:

B Buchstabe; W Wahrscheinlichkeit; O optimaler 3-Code; M Morsecode; V verbesserter Morse-Code (siehe Text).

Des weiteren wird ein entsprechendes, in PASCAL geschriebenes Programm für den Algorithmus 1. bis 5. angegeben.

```
{*********HUFFMAN-CODE ERSTELLEN**********}
HN:=N;
Y:=(N-1) MOD (Z-1);
IF Y=0 THEN Y:=Y+Z-1;
Q:=N-Y-1;
Q:=Q DIV (Z-1) +1;
N1:=N+Q;
FOR I:=1 TO Q DO
BEGIN
  X:=HN MOD (Z-1);
  WHILE X<2 DO X:=X+Z-1;
  HN:=HN-X+1;
  FOR J:=1 TO X DO
  BEGIN
    M[J]:=1;
    FOR K:=2 TO N+I-1 DO
    IF C[K]<C[M[J]] THEN M[J]:=K;
    P[M[J]]:=N+I;
    CASE J OF
      1:  DS[M[J]]:='0';
      2:  DS[M[J]]:='1';
      3:  DS[M[J]]:='2';
      4:  DS[M[J]]:='3';
      5:  DS[M[J]]:='4';
      6:  DS[M[J]]:='5';
      7:  DS[M[J]]:='6';
      8:  DS[M[J]]:='7';
      9:  DS[M[J]]:='8';
      10: DS[M[J]]:='9';
    END;
    C[M[J]]:=2;
  END;
  F[N+I]:=0;
  FOR J:=1 TO X DO
  F[N+I]:=F[N+I]+F[M[J]];
  C[N+I]:=F[N+I];
END;
P[N1]:=0;DS[N1]:=' ';
FOR I:=1 TO N DO
BEGIN
  CS[I]:=DS[I];L[I]:=0;
  K:=I;
  WHILE K<>N1 DO
  BEGIN
    K:=P[K];
    CS[I]:=DS[K]+CS[I];L[I]:=L[I]+1;
  END;
END;
{*****************AUSGABE*****************}
HH:=0;CLRSCR;GOTOXY(0,0);
WRITELN('ZEICHEN     WAHRSCHEINLICHKEIT','HUFFMAN':21);
FOR I:=1 TO N DO
BEGIN
  GOTOXY(3,I+3);WRITE(I,'.');
  GOTOXY(10,I+3);WRITE(F[I]:11:4,'            =>');
  GOTOXY(44,I+3);WRITE(CS[I]);
  HH:=HH+L[I]*F[I];
END;
I:=I+5;
GOTOXY(0,I);WRITE('MITTLERE CODEWORTLAENGE:');
GOTOXY(44,I);WRITE(HH:5:4);
GOTOXY(0,I+1);WRITE('ENTROPIE:');WRITE(H:40:4);
GOTOXY(60,I-2);WRITE('IN 2-BIT/ZEICHEN:');
GOTOXY(65,I);WRITE(HH*LN(Z)/LN(2):0:4);
GOTOXY(65,I+1);WRITELN(H*LN(Z)/LN(2):0:4);
END.
```

Erstaunlicherweise liegt die mittlere Codewortlänge des Morsecodes prozentual gesehen im Englischen weiter über der Entropie als im Deutschen, obwohl Morse sein Alphabet für die englische Sprache konzipierte.

Will man Code, evtl. auch mit unterschiedlichen Codealphabeten, untereinander vergleichen, so muß man Entropie und mittlere Codewortlänge auf eine gemeinsame Basis normieren. Es empfiehlt sich die Basis 2, da man hier als Einheit das herkömmliche Bit verwendet. Der Umrechnungsfaktor beträgt, wie oben erläutert, ld (z). Will man also z.B. den Morsecode mit einem Binärcode vergleichen, müssen die vorangestellten Ergebnisse mit ld (3) multipliziert werden (siehe Tafel).

NaA 71

Literatur

[1] *Völz, H.:* Information 1. Berlin: Akademie-Verlag, 1982 S. 217–218

Wir danken Prof. H. Völz für die freundliche fachliche Unterstützung und für die Bereitstellung von Literatur und Rechentechnik.

Dirk Balfanz; André Bergholz, Schüler der „Heinrich-Hertz“-Oberschule Berlin

Approximationsmethode zur Berechnung der komplex-konjugierten Polstellen elliptischer Tiefpässe

K. Kraus, Rokycany

Die Berechnung der komplex-konjugierten Polstellen eines elliptischen Tiefpasses kann nach 2 verschiedenen Rechenverfahren durchgeführt werden. In dem klassischen Sinn wird das Problem unter der Anwendung elliptischer Jacobi-Funktionen gelöst. Das wird Technikern wegen der komplizierten Mathematik einige Schwierigkeiten bereiten. Auch die Tatsache, daß ein solches Rechenverfahren langwierig wird, ist nicht zu vernachlässigen. Das ergibt sich daraus, daß man in jedem konkreten Fall unvollständige und vollständige elliptische Integrale berechnen muß. Aus diesen Gründen entstand das Bestreben eine einfache Approximationsmethode zu entwickeln, die das Problem ohne Anwendung elliptischer Funktionen löst und die sich zur Programmierung eignet. Eine solche Methode wurde von *Darlington* entwickelt, die aber den grundsätzlichen Nachteil hat, daß sie nur auf Tiefpässe ungerader Ordnung angewendet werden kann.
Das Ziel des Beitrags ist es, eine neue Approximationsmethode anzugeben, die für Filter gerader und ungerader Ordnung anwendbar ist. Um dem Leser die Vorteile dieser Methode zu verdeutlichen, wurde der Beitrag in 2 Teile eingeteilt.
Im 1. Teil ist die Berechnung eines Tiefpasses auf möglichst einfache Weise unter der Anwendung elliptischer Funktionen angegeben, im 2. Teil ist die neue Approximationsmethode behandelt, die Ergebnisse sind in Tafel 1 zusammengefaßt, so daß die Methode leicht in einer beliebigen Computersprache programmiert werden kann. Eine Vorbindung zwischen der beiden, vom mathematischen Gesichtspunkt aus verschiedenen Methoden liefern 2 nummerische Beispiele, in denen der gleiche elliptische Tiefpaß gerader Ordnung berechnet wird, so daß ein leichter Vergleich möglich ist.

1. Berechnung der komplex-konjugierten Polstellen mit Hilfe der elliptischen Funktionen

In der Synthesis der elliptischen Filter geht man von der charakteristischen Gleichung aus, die in der Form geschrieben werden kann

$$H(s) \cdot H(-s) = 1 + \varphi(s) \cdot \varphi(-s), \tag{1}$$

$H(s)$ ist die Übertragungsfunktion. $\varphi(s)$ die charakteristische Funktion und $s = \mathrm{j}\,\omega$. Wird die Frequenz ω auf die Frequenz der Ecke des Durchlaßbereiches ω_D bezogen, d.h. $\Omega = \omega/\omega_D$, gilt

$$|H(\mathrm{j}\,\Omega)|^2 = 1 + |\varphi(\mathrm{j}\,\Omega)|^2. \tag{2}$$

Bei einem Čebyšev-Tiefpaß hat die charakteristische Funktion die Form eines Polynoms, im Fall eines elliptischen Tiefpasses ist dagegen die charakteristische Funktion durch ein Polynomen-Verhältnis angegeben. Die Nullstellen der charakteristischen Funktion liegen in dem Intervall $-1 < \Omega < 1$, die Polstellen befinden sich außerhalb dieses Intervalls. Es wurde früher gezeigt [1] [2], daß die Null- bzw. Polstellen einer charakteristischen Funktion durch die elliptische Jacobi-Funktion, $sn\,(u, k)$, ausgedrückt werden kann. Die elliptische Funktion $sn\,(u, k)$ ist eine doppelt periodische Funktion von $\underline{u}$ mit den Perioden $2K$ und $2\,\mathrm{j}\,K'$, die überall den Charakter einer rationalen Funktion hat. Das Modul der Funktion $\underline{k}$, ist durch die Beziehung definiert: $k = \sin\alpha$, wobei α der Modularwinkel ist. Das Modul $\underline{k}$ bestimmt die reelle Viertelperiode $K(k)$, der elliptischen Funktion, das Komplementar-Modul $k' = \cos\alpha$, bestimmt die imaginäre Halbperiode der Funktion $K'(k)$, worin $K(k)$, bzw. $K'(k)$ vollständige elliptische Integrale 1. Ordnung sind. Die charakteristische Funktion kann jetzt in der Form geschrieben werden

$$|\varphi(\mathrm{j}\,\Omega)|^2 = \varepsilon^2\, sn^2\,(nu, k_1). \tag{3}$$

Es gilt

$$sn\,(nu, k_1) = \sin\alpha \text{ und} \tag{4}$$

$$u = \frac{1}{n}\int_0^{\varphi} [1 - k_1^2 \sin^2\varphi]^{-1/2}\, \mathrm{d}\,\varphi = \frac{1}{n} F(\varphi, k_1), \tag{5}$$

worin $n = K(k)/K(k_1)$ und $F(\varphi, k_1)$ das unvollständige elliptische Integral 1. Ordnung ist. Wenn $\varphi = \pi/2$ ist, folgt daraus $F(\pi/2, k_1) = K(k_1)$. Die Nullstellen der charakteristischen Funktion sind durch die Beziehungen angegeben [1] [2].

$$\Omega_{0N} = sn\left[\frac{2\gamma}{n} K(k),\, k\right], \text{ für ungerade } n \tag{6}$$

$$\Omega_{0N} = sn\left[\frac{(2\gamma 1)}{n} K(k),\, k\right], \text{ für gerade } n \tag{7}$$

$\gamma = 1, 2, 3, \ldots$

Der Zusammenhang zwischen Nullstellen Ω_{0N} und Polstellen Ω_{0P} ist durch die folgende Beziehung gegeben:

$$\Omega_{0P} = \frac{1}{k\,\Omega_{0N}}. \tag{8}$$

In der Synthese der elliptischen Filter sind das Welligkeitsfaktor ε, und das Modul k_1 von grundsätzlicher Bedeutung. Hier gelten die folgenden Beziehungen

$$\varepsilon = [10^{0,1\,A_{\max}} - 1]^{1/2} \tag{9}$$

$$k_1 = \varepsilon/[(10^{A_{\min}} - 1)]^{1/2}, \tag{10}$$

$A_{\max}$ ist die maximale Dämpfung im Durchlaßbereich, $A_{\min}$ ist die minimale Dämpfung im Sperrbereich nach Bild 1.
Unter der Voraussetzung

$$\varphi(\Omega_P) = \pm 1 \quad \text{und} \quad \varphi(\Omega_N) = 1|k_1, \tag{11}$$

ergibt sich für die Lösung von (3)

$$\varphi(\mathrm{j}\,\Omega) = sn\,(nu, k_1) \quad \text{für ungerade } \underline{n} \tag{12}$$

$$\varphi(\mathrm{j}\,\Omega) = sn\,(nu + K(k_1), k_1) = \frac{cn\,(nu, k_1)}{dn\,(nu, k_1)} \quad \text{für gerade } \underline{n}, \tag{13}$$

worin cn und dn elliptische Jacobi-Funktionen cosinus amplitudinis und delta amplitudinis sind. Aus (12) und (13) folgt

$$\Omega = \begin{cases} \mathrm{j}\, sn\,(nu, k) & \text{für ungerade } n \quad (14) \\ \mathrm{j}\,\dfrac{cn\,(nu, k)}{dn\,(nu, k)} & \text{für gerade } n \quad (15) \end{cases}$$

und

$$u = \frac{1}{n} F(\varphi, k). \tag{16}$$

Die komplex-konjugierten Polstellen der Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ ergeben sich unter der Voraussetzung $H(\Omega) = 0$. Es folgt

$$1 + \varepsilon^2\, sn\,(nu, k_1) = 0 \text{ und} \tag{17}$$

$$sn\,(nu, k_1) = \pm\frac{\mathrm{j}}{\varepsilon}. \tag{18}$$

Vergleicht man (4) und (18) folgt:

$$\sin\varphi_0 = \mathrm{j}/\varepsilon \Rightarrow \varphi_0 = \arcsin\frac{\mathrm{j}}{\varepsilon} = \mathrm{j}\,\mathrm{argsinh}\,\frac{1}{\varepsilon} = \mathrm{j}\,\varphi,$$

so daß sich ergibt:

$$u_0 = \frac{1}{n} F(\mathrm{j}\,\varphi, k_1) = \frac{\mathrm{j}}{n} F(\varphi, k_1). \tag{19}$$

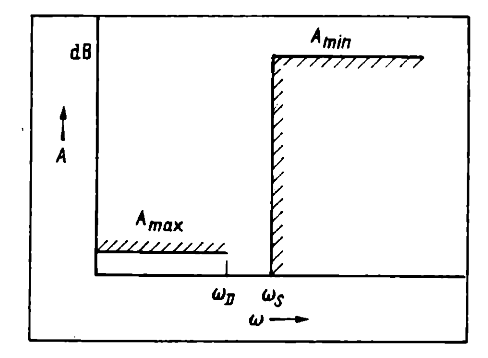


Bild 1
Dämpfungsschema eines elliptischen Tiefpasses

Setzt man $\operatorname{tgh} = 1/\varepsilon$ ein, folgt $\mathrm{j}/\varepsilon = \mathrm{j}\,\operatorname{tgh}\varphi = \operatorname{tg}(\mathrm{j}\,\varphi) = \operatorname{tg}\varphi_0$, so daß (18) in der Form

$$sn\left(\frac{K(k)}{K(k_1)}\,u, k_1\right) = \operatorname{tg}\varphi_0 \tag{20}$$

geschrieben werden kann.

In bezug aud (14) kann die reelle Wurzel Ω_0 von (17) in der Form ausgedrückt werden

$$\Omega_0 = \mathrm{j}\,sn\left[\frac{K(k)}{K(k_1)}\,u_0, k\right]. \tag{21}$$

Setzt man (19) in (21) ein, folgt

$$\Omega_0 = \mathrm{j}\,sn\,(\mathrm{j}\,v_0, k) = -\frac{sn\,(v_0, k')}{cn\,(v_0, k')}, \tag{22}$$

worin

$$v_0 = \frac{K(k)}{n\,K(k_1)}\,F(\varphi, k_1) \tag{23}$$

ist.

Unter der Voraussetzung $k_1 \to 0$ vereinfacht sich das unvollständige Integral zu

$$F(\varphi, k_1 = 0) = \int_0^{\varphi} \mathrm{d}\varphi = \varphi = \operatorname{argsinh}\frac{1}{\varepsilon} = \ln\left[\frac{1}{\varepsilon} + \sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2}}\right] \tag{24}$$

und

$$K(k_1 = 0) = \int_0^{\pi/2} \mathrm{d}\varphi = \frac{\pi}{2}. \tag{25}$$

In bezug auf (24) und (25) kann (23) so geschrieben werden:

$$v_0 = \frac{2\,K(k)}{n\,\pi}\ln\left[\frac{1}{\varepsilon} + \sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2}}\right]. \tag{26}$$

Die komplex-konjugierten Polstellen der Übertragungsfunktion können folgendermaßen bestimmt und in bezug auf (19) und (23) kann das Argument der elliptischen Funktion wie folgt ausgedrückt werden:

$$u = u_0 \pm 2\gamma\frac{K(k_1)}{n} = \frac{\mathrm{j}}{n}\,F(\varphi, k_1) \pm 2\gamma\frac{K(k_1)}{n}$$

$$= \mathrm{j}\,\frac{K(k_1)}{K(k)}\,v_0 \pm 2\gamma\frac{K(k_1)}{n}. \tag{27}$$

Bei Periodizität gilt der elliptischen Funktion halber

$$sn\,[nu \pm 2\,K(k_1), k_1] = -\,sn\,(nu, k_1), \tag{28}$$

so daß die komplex-konjugierten Polstellen $s = \alpha \pm \mathrm{j}\,\beta$ in bezug auf (22) durch die Beziehung ausgedrückt werden können:

$$s = \alpha \pm \mathrm{j}\,\beta = \mathrm{j}\,sn\left(\mathrm{j}\,v_0 \pm 2\gamma\frac{K(k)}{n}, k\right). \tag{29}$$

Unter Anwendung der Beziehung für $sn\,(x + \mathrm{j}\,y)$ [3], und nach einer Zwischenrechnung folgt

$$\alpha = \Omega_0\,\frac{\sqrt{1 - \Omega_{0N}^2}\,\sqrt{1 - k^2\,\Omega_{0N}^2}}{1 + k^2\,\Omega_0^2\,\Omega_{0N}^2} \tag{30}$$

und

$$\beta = \Omega_{0N}\,\frac{\sqrt{1 + \Omega_0^2}\,\sqrt{1 + k^2\,\Omega_0^2}}{1 + k^2\,\Omega_0^2\,\Omega_{0N}^2}. \tag{31}$$

Die Anwendung der abgeleiteten Beziehungen wird jetzt an einem Beispiel erläutert.

Beispiel 1

Es sind die komplex-konjugierten Polstellen eines elliptischen Tiefpasses für $n = 4$, $\alpha = 24°$, $\varrho = 50\,\%$ und $A_{\min} = 61$ dB berechnet werden. Bei der Berechnung wird das Tabellenbuch [4] angewandt. Es folgt

$$\varepsilon = \frac{\varrho}{\sqrt{1 - \varphi^2}} = 0{,}5773502692. \tag{32}$$

Für k und k' erhält man

$k = \sin 24° = 0{,}4067366431 \Rightarrow K(k) = 1{,}6426$

$k' = \sin 66° = 0{,}9135454576 \Rightarrow K'(k) = 2{,}3439.$

Für das Modul k_1 folgt nach (10)

$$k_1 = \frac{\varepsilon}{\sqrt{10^{0{,}1\,A_{\min}} - 1}} = 0{,}0005108337, \tag{33}$$

so daß $\alpha_1 = 0{,}0292686165°$ und $\alpha'_1 = 89{,}97073138$ werden.

Tafel 1. Schrittweise angegebene Approximationsmethode für die Eingangsgrößen eines elliptischen Tiefpasses gerader Ordnung: $n = 4$, $k = 1{,}3$, $\alpha = 24°$, $\varrho = 50\,\%$. Für einen Tiefpaß ungerader Ordnung bleibt der ganze Rechenvorgang unverändert, nur statt 270° in der Beziehung für s_5 setzt man 360°.

$$K = \frac{\varrho/100}{\sqrt{1 - (\varrho/100)^2}} = 0{,}5773502692$$

$$a_0 = \sqrt{1/\sin 24°} = 1{,}567990222$$

$$a_1 = a_0^2 + \sqrt{a_0^4 - 1} = 4{,}704630109$$

$$a_2 = a_1^2 + \sqrt{a_1^4 - 1} = 44{,}24448725$$

$$a_3 = a_2^2 + \sqrt{a_2^4 - 1} = 3915{,}149048$$

$$a_4 = a_3^2 + \sqrt{a_3^4 - 1} = 30656784{,}14$$

$$y_4 = \frac{a_4}{\cos\left(\frac{k}{4}\,90°\right)} = 33182664{,}04$$

$$y_3 = \frac{1}{2\,a_3}\,(y_4 + 1/y_4) = 4237{,}726793$$

$$y_2 = \frac{1}{2\,a_2}\,(y_3 + 1/y_3) = 47{,}88988745$$

$$y_1 = \frac{1}{2\,a_1}\,(y_2 + 1/y_2) = 5{,}091874129$$

$$y_0 = \frac{1}{2\,a_0}\,(y_1 + 1/y_1) = 1{,}686319659$$

$$\Omega_{N1} = a_0\,y_0 = 2{,}644132736$$

$$I_4 = 2^{n-1}\,a_4^n = 2^3\,a_4^4 = 7{,}06637 \cdot 10^{30}$$

$$I_3 = \sqrt{\frac{1}{2}\,(I_4 + 1/I_4)} = 1{,}8796768 \cdot 10^{15}$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2}\,(I_3 + 1/I_3)} = 30656784{,}14$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2}\,(I_2 + 1/I_2)} = 3915{,}149048$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{1}{2}\,(I_1 + 1/I_1)} = 44{,}244489$$

$$A_{\min} = 10\log(1 + K^2\,I_0^4) = 61{,}06315804$$

$$S_{00} = 1/K I_0 = 0{,}0391472666$$

$$S_{10} = 1/K + \sqrt{1/K^2 + 1} = 3{,}732050808$$

$$S_{20} = I_1\,S_{10} + \sqrt{(I_1\,S_{10})^2 + 1} = 29223{,}07037$$

$$S_{30} = I_2\,S_{20} + \sqrt{(I_2\,S_{20})^2 + 1} = 1{,}7917707 \cdot 10^{12}$$

$$S_{40} = I_3\,S_{30} + \sqrt{(I_3\,S_{30})^2 + 1} = 6{,}7358997 \cdot 10^{27}$$

$$s_{50} = \left[I_4/S_{40} + \sqrt{(I_4/S_{40})^2 + 1}\right]^{\frac{1}{n}} = 6{,}767958908$$

$$s_5 = s_{50}\exp\left(j\,\frac{k}{4}\,270°\right) = 2{,}589985745 \pm j\,6{,}252778712$$

$$s_4 = \frac{1}{2\,a_4}\,(s_5 - 1/s_5) = 0{,}0000000413 \pm j\,0{,}0000001042$$

$$s_3 = \frac{1}{2\,a_3}\,(s_4 - 1/s_4) = -\,419{,}92077550 \pm j\,1050{,}031076$$

$$s_2 = \frac{1}{2\,a_2}\,(s_3 - 1/s_3) = 4{,}7454550500 \pm j\,11{,}96795305$$

$$s_1 = \frac{1}{2\,a_1}\,(s_2 - 1/s_2) = 0{,}501200060 \pm j\,\mathrm{L},279607224$$

$$s_0 = \frac{1}{2}\,(s_1 - 1/s_1) = -\,0{,}1179382083 \pm j\,0{,}9785584121$$

Wenn $k_1 \to 0$ geht, dann werden $K(k_1) \to \pi/2$ und $A = 2\,K(k)/n\,\pi = 0{,}261428$.

Für diesen Wert von A berechnet man u_0. Es ist

$$u_0 = A\,\operatorname{argsinh}\frac{1}{\varepsilon} = 0{,}3442895499.$$

Da $F(\varphi, k') = F(\varphi, 66°) = u_0$, folgt $\varphi = 19{,}415°$ und $\Omega_0 = -\,0{,}3524498835$.

Da für Ω_{0N} gilt: $\Omega_{0N} = sn\,(3/4 \cdot 1{,}6426, 24°)$ folgt $F(\varphi, 24°) = 1{,}23195 \Rightarrow \varphi = 68{,}234°$, und es gilt $\Omega_{0N} = \sin\varphi = \sin 68{,}234° = 0{,}9287060375$.

Für die komplex-konjugierten Polstellen erhält man

$s_{1,2} = -0{,}1189039497 \pm j\,0{,}9774421033$

$s_{3,4} = -0{,}3181406906 \pm j\,0{,}4242783345.$

2. Berechnung der komplex-konjugierten Polstellen nach der neuen Approximationsmethode

Nach *Darlington* ist der Durchlaß- bzw. Sperrbereich eines elliptischen Tiefpasses definiert durch die Beziehung:
Durchlaßbereich: $0 \leqq a \leqq \omega_D$, Sperrbereich: $\omega \leqq \omega_s$.
Die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses kann in der Form geschrieben werden:

$$\frac{\text{Ausgangsleistung}}{\text{Eingangsleistung}} = P\,(y_0^2) = \frac{\text{Konstante}}{1 + K^2 I_0^2 F_0^2\,(y_0)}, \tag{34}$$

worin $y_0 = a/(\omega_D\,\omega_S)^{1/2}$ ist. Die Bedeutung der Frequenzen ω_D und ω_S folgt aus Bild 1.
Ist der Reflexionsfaktor ϱ angegeben, dann gilt für die Konstante im Nenner der (34)

$$K = \frac{(\varrho/100)}{\sqrt{1-(\varrho/100)^2}}. \tag{35}$$

Nach *Darlington* [5] ist die Veränderliche y_0 und die geeignete Übertragungsfunktion $F_0\,(y_0)$ durch die Beziehung angegeben

$$y_0 = \frac{1}{2\,a_0}\,(y_1 + 1/y_1),\ |y_1| \geqq 1 \tag{36}$$

$$y_{0\,k} = \frac{1}{2\,a_0}\,(y_{1\,k} + 1/y_{1\,k}),\ |y_{1\,k}| \geqq 1, \tag{37}$$

worin $a_0 = (\omega_s/\omega_D)^{1/2}$ ist.

$$F_0\,(y_0) = \frac{1}{2\,I_0}\,[F_1\,(y_1) + 1/F_1\,(y_1)] \tag{38}$$

$$F_1\,(y_1) = y_1 \prod_{k=1}^{m} \frac{1 - y_{1\,k}^2\,y_1^2}{y_1^2 - y_{1\,k}^2}, \tag{39}$$

worin $y_{1\,k}$ eine von den Polstellen abhängige Konstante ist. Die Größe I_0 kann durch Approximationen berechnet werden. Die Eingangsgrößen für die Approximationsmethode sind:
$k = 1, 3, 5, \ldots, n$; n ist die Filterordnung, K ist durch (35) definiert und α ist der Modulwinkel. Durch schrittweise Approximationen werden die Größen a_m, y_{m-1}, I_m, S_m und s_m berechnet. Die Methode kann in übersichtlicher Form geschrieben werden:

$$a_0 = \sqrt{1/\sin\alpha} \tag{40}$$

$$a_m = a_{m-1}^2 + \sqrt{a_{m-1}^4 - 1}\,,\ \text{für}\ m = 1, 2, 3, 4 \tag{41}$$

$$y_4 = \frac{a_4}{\cos\,(k\,\pi/2\,n)} \tag{42}$$

$$y_{m-1} = \frac{1}{2\,a_{m-1}}\,(y_m + 1/y_m),\ \text{für}\ m = 4, 3, 2, 1\,. \tag{43}$$

Die Nullstelle berechnet sich zu: $\Omega_{0\,N} = a_0\,y_0$.
Mit Hilfe der a_m-Werte können die Größen I_m berechnet werden. Es folgt

$$I_4 = 2^{n-1}\,a_4^n\ \text{und} \tag{44}$$

$$I_{m-1} = \sqrt{1/2\,(I_m + 1/I_m)},\ \text{für}\ m = 4, 3, 2, 1. \tag{45}$$

Die minimale Dämpfung im Sperrbereich berechnet sich zu

$$A_{\min} = 10\log\,(1 + K^2\,I_0^4).$$

Mit den I_m-Werten können im folgenden die Größen $S_0, S_1, \ldots$ bestimmt werden. Es ergibt sich

$$S_0 = 1/K\,I_0 \tag{46}$$

$$S_1 = 1/K + \sqrt{1/K^2 + 1} \tag{47}$$

$$S_m = I_{m-1} - S_{m-1} + \sqrt{(I_{m-1}\,S_{m-1})^2 + 1},\ \text{für}\ m = 2, 3, 4 \tag{48}$$

$$s_{50} = [I_4/S_4 + \sqrt{(I_4/S_4)^2 + 1}]^{\frac{1}{n}} \tag{49}$$

$$s_5 = s_{50}\,\exp\left(j\,\frac{k}{n}\,\varphi\right). \tag{50}$$

Es gilt: $\varphi = 360°$ für elliptische Filter ungerader Ordnung
$\varphi = 270°$ für elliptische Filter gerader Ordnung.

Die Polstellen sind dann definiert durch

$$s_m = \frac{1}{2\,a_n}\,(s_{m+1} - 1/s_{m+1}),\ \text{für}\ m = 4, 3, 2, 1. \tag{51}$$

Um das ganze Rechenverfahren klar zu machen, wurde es für einen Tiefpaß für $n = 4$, $\alpha = 24°$ und $\varrho = 50\,\%$ angewandt und die Ergebnisse in Tafel 1 schrittweise zusammengefaßt.

Beispiel 2

Wie im Beispiel 1 sollen die komplex-konjugierten Polstellen für einen elliptischen Tiefpaß $n = 4$, $\alpha = 24°$ und $\varrho = 50\,\%$ nach der behandelten Approximationsmethode berechnet werden. Aus der Tafel 1 ergibt sich

$A_{\min} = 61{,}06315$ dB, $\Omega_{N1} = 2{,}644132736$, $\Omega_{N2} = 6{,}184904956$

$s_{1,2} = -0{,}1179382083 \pm j\,0{,}9785584121$

$s_{3,4} = -0{,}3180334468 \pm j\,0{,}4243989071.$

Um die Genauigkeit der Approximationsmethode einschätzen zu können, werden die nach verschiedenen Methoden in den Beispielen 1 und 2 berechneten numerischen Werte verglichen. Zu einem weiteren Vergleich sind noch die in dem bekannten Tabellenbuch angegebenen Werte [6] für einen elliptischen Tiefpaß für $n = 4$ und für $n = 3$ angegeben. Es sind:

a) $n = 4$, $\alpha = 24°$, $\varphi = 50\,\%$

$A_{\min} = 61{,}06$ dB, $\Omega_{N1} = 2{,}6441347513$, $\Omega_{N2} = 6{,}1849029716$

$s_{1,2} = -0{,}1179385190 \pm j\,0{,}9785579244$

$s_{3,4} = -0{,}3180341043 \pm j\,0{,}4243987964$

b) $n = 3$, $\alpha = 23°$, $\varrho = 15\,\%$.

1) Die nach der Approximationsmethode (Beispiel 1) berechneten Werte sind:

$A_{\min} = 31{,}13130342$ dB, $\Omega_{N1} = 2{,}925570058$

$s_{1,2} = -0{,}4248826782 \pm j\,1{,}216872601$

$s_3 = -1{,}054431808.$

2) In [6] angegebene nummerische Werte:

$A_{\min} = 31{,}13$ dB, $\Omega_{N1} = 2{,}9255678744$

$s_{1,2} = -0{,}4248823821 \pm j\,1{,}2168727115$

$s_3 = -1{,}0544314553.$

Wie gezeigt werden konnte, stimmen die durch zwei verschiedene Rechenverfahren berechneten nummerischen Werte mit den in [6] angegebenen Werten mit für die technische Praxis ausreichender Genauigkeit überein. Der Vorteil der Approximationsmethode liegt darin, daß man die Berechnung eines elliptischen Filters auf einfache Weise ohne die Anwendung der elliptischen Funktionen schnell durchführen kann. Die Approximationsmethode, die in Tafel 1 angegeben ist, eignet sich deshalb zur Programmierung für beliebige Computer.
Bemerkung: Um den Vergleich mit den bekannten Tabellenbüchern, wie z. B. [6], klar zu machen, wurde im Beispiel 2 die reelle Nullstelle berechnet, die, auf das im Beispiel 1 angegebene Rechenverfahren bezogen, der reellen Polstelle entspricht. Es ist

$\Omega_{0\,N} = 1/\sin 24° \cdot 0{,}9287060375 = 2{,}647332133.$

Diese Unklarheit geht aus der Tatsache hervor, daß in der Form der Übertragungsfunktion oft der Zähler mit dem Nenner vertauscht wird, was aber auf den Filterentwurf keinen Einfluß hat. Die komplex-konjugierten Polstellen (bzw. Nullstellen) bleiben dennoch unverändert.

NaA 30

Literatur

[1] *Antonion, A.:* Digital filters: Analysis and Design. New York: MacGraw Hill, 1979
[2] *Daniels, R. W.:* Approximation Methods for Electronics Filter Design. New York: McGraw Hill, 1974
[3] *Weber, H.:* Elliptische Funktionen. Braunschweig: Verlag von F. Vieweg, 1891
[4] *Jahnke-Emde:* Tafeln höherer Funktionen. Leipzig: B. G. Teubner Verlag, 1952
[5] *Darlington, S.:* Simple Algoritms for Elliptic Filters and Generalization there of. IEEE Transact. on Circ. a. Syst. CAS-25 (1978) 12, S. 975–980
[6] *Christian, E.; Eisenmann, E.:* Filter Design Tables and Graphs. Knightdale N. C.: Transmissions Networks International Inc. 1977.

Kamil Kraus, Rokycany, ČS-337 01

Verwendung amorpher Bänder als Abschirmschichten gegen elektromagnetische Wechselfelder

L. Kieltyka, Czestochowa; S. Altmann, KDT, Leipzig; M. Soinzki, Czestochowa

Mitteilung aus der Politechnika Czestochowa und der Technischen Hochschule Leipzig

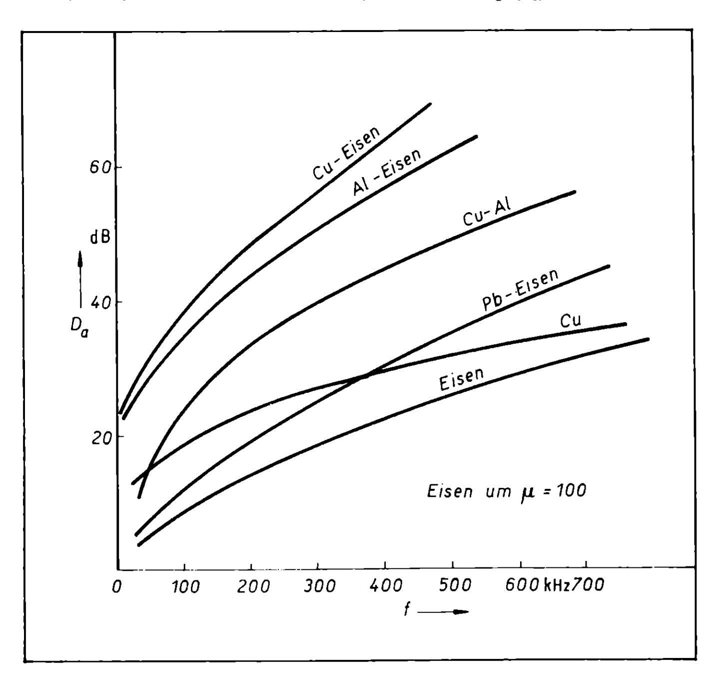
Amorphe Bänder auf der Basis von Kobalt oder Nickel zeichnen sich durch eine große magnetische Permeabilität aus. Sie sind dünn und haben sehr gute mechanische Eigenschaften. Daher eignen sie sich sehr gut zur Realisierung von Abschirmschichten gegen elektromagnetische Felder [1] [2] [3]. Die Grundeigenschaften des amorphen Materials kann man z. B. in den Katalogen der Produzenten [4] [5] oder in [6] [7] [8] finden. Über die Güte der Abschirmung im statischen bzw. quasistatischen magnetischen Feld entscheiden die Permeabilität und die Dicke des Materials. Mit wachsender Frequenz einer Feldstärke steigen aber in der Abschirmung die Wirkungen des Wirbelstroms an. In diesem Fall wird das Elektromagnetfeld zur äußeren Schicht der Abschirmung hin verdrängt (Skineffekt). Bei der Auswahl des Materials ist zu beachten, daß es eine geringe elektrische Leitfähigkeit hat. Die Dicke der Abschirmung (für eine bestimmte Frequenz) sollte mindestens das Doppelte der Eindringtiefe des magnetischen Feldes betragen [1], wobei die elektrische Leitfähigkeit des Materials zu berücksichtigen ist [9]. Grundsätzlich kann man zwischen der elektromagnetischen Abschirmung im Material und der Wellenreflexion an der äußeren Hülle des Schirms unterscheiden, was in der Literatur (z. B. [9] [10]) ausführlich beschrieben wird. Die mehrschichtigen Abschirmungen bestehen aus Materialien mit verschiedenen Wellenwiderständen. Dieser Sachverhalt wirkt sich vorteilhaft auf die elektromagnetische Störwellenreflexion aus. Deshalb wird die elektromagnetische Abschirmung, die aus mehreren Schichten verschiedener Materialien aufgebaut ist, durch eine größere Schirmdämpfung charakterisiert (1), als die gleichartige Abschirmung mit derselben Dicke (vgl. die Daten von Bild 1)

$$D_a = 20 \lg \left| \frac{\vec{H}_0}{\vec{H}_i} \right|, \quad (1)$$

wobei $\vec{H}_0$ die äußere ungestörte Feldstärke und $\vec{H}_i$ die im Inneren des Gehäuses gemessene Feldstärke ist.

Die Kennlinien der Abschirmwirkung als Funktion der Frequenz für die verschiedenen homogenen und zweischichtigen Abschirmmaterialien zeigt Bild 1.

Bild 1. Schirmdämpfungseigenschaften von zweischichtigen Abschirmungen bei einer jeweiligen Schichtdicke von 0,1 mm (auf der Grundlage [9])



Man kann bemerken, daß die homogenen Abschirmungen schlechtere Eigenschaften als der Bimetallsatz aufweisen. Die besten Eigenschaften haben die Abschirmungen, die in Kupfer-Eisen ausgeführt sind. Große Bedeutung haben auch die Reihenfolge der Schichten, ihre Eigenschaften und die jeweilige Stärke ihrer Abschirmung. Die Auswahl des metallischen Materials und seine Zusammensetzung haben Einfluß darauf, daß die äußeren Schichten besser durch die Wellenreflexion (z. B. Diamagnetikum) abschirmen, während die inneren Schichten eine bessere Schirmdämpfung (Ferromagnetikum) haben. Für den Tonfrequenzbereich macht man die diamagnetischen und die ferromagnetischen Materialschichten gleich dick. Bei höheren Frequenzen wendet man dünne Schichten diamagnetischer Materialien und dicke Schichten ferromagnetischer Materialien an. Der Schirm soll hermetisch sein. Am besten ist ein Schirm in Form einer Kugel. Für das Verhältnis der Schirmwirkungen für die Kugelschale, zylinderförmige und quaderförmiger Becher gilt 3:2:1 [9]. Schnitte und Fugen, die eventuell in der Abschirmung nicht zu umgehen sind, sollten möglichst kleine Abmessungen haben und außerdem senkrecht zur magnetischen Störungsfeldlinie liegen.

Die Frequenzkennlinie für die Schirmwirkung der Diamagnetikum-Ferromagnetikum-Schichten zeigt mehrere Bereiche, den der magnetostatischen Abschirmung (für $f < 10$ kHz hat das Ferromagnetikum bessere Eigenschaften als Diamagnetikum) sowie 2 Bereiche der elektromagnetischen Abschirmung:

10 kHz $\leqq f \leqq$ 1 MHz (besser ist ein diamagnetischer Stoff) und $f >$ 1 MHz (ausdrücklich abermals eine Überlegenheit der ferromagnetischen Abschirmung aus Rücksicht auf den Skineffekt). Weichmagnetisches Eisen sowie Eisen-Kobalt- und Eisen-Nickel-Legierungen sind angemessene magnetische Abschirmmaterialien. Aufgrund wesentlicher Unterschiede in der Permeabilität kann mit einer Permalloyschirmschicht von nur 1/3 der Dicke der Eisenschirmschicht die gleiche Abschirmung erreicht werden. Diese Materialien erfordern eine komplizierte magnetothermische Behandlung. Man muß auch während ihrer Anwendung große Vorsicht walten lassen und mechanischen Erschütterungen und mechanischen Spannungen entgegenwirken. In der Arbeit werden Ergebnisse für die Abschirmschichten vorgestellt, die aus der Anwendung der amorphen Bänder resultieren. Die amorphen Materialien bedürfen keiner magnetothermischen Behandlung, und sie tragen nachweislich zur Verbesserung der Eigenschaften der Abschirmungen, z. B. der Abschirmtube, die für die Schutzlampe des Materials verwendet wird, bei.

1. Einfluß der Störungsabschirmungen auf die Eigenschaften des geschirmten Objekts

Der Schutz einer Anlage gegenüber äußerer elektromagnetischer Beeinflussung bewirkt nicht nur den Störschutz gegen die äußere Feldstärke, sondern sie bewirkt auch eine Änderung der Werte der sie charakterisierenden Größen, die die Anlage kennzeichnen. Besteht die Gefahr der Kopplung von Störspannungen zwischen störungsbehafteten und störfreien Leitungen, so sind bei der Verlegung entsprechend große Abstände zwischen diesen Leitungen einzuhalten oder die störverursachenden Leitungen abzuschirmen.

Darüber hinaus gibt es ein vielfältiges Angebot an Störgeneratoren, mit denen elektronische Einrichtungen hinsichtlich ihrer Störfestigkeit überprüft werden können [11].

Damit werden nicht nur das innere Magnetfeld und die Bedingungen des elektrischen Signalflusses verändert, es ändern sich auch weitere Parameter, wie Wirkwiderstand, Induktivität und Kapazität.

Die Erhöhung der Stromwärmeverluste durch Wirbelströme in der Abschirmung, die durch Induktion erzeugt werden, führen zur Steigerung des Wirkwiderstands. Die Induktivität des Schutzobjektes sinkt infolge der sich vermindernden Resultierenden des

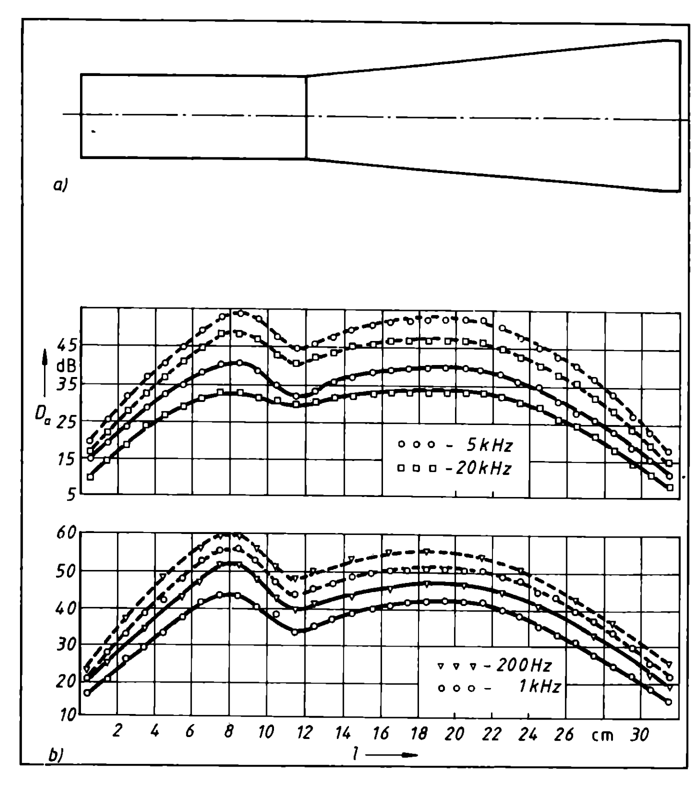
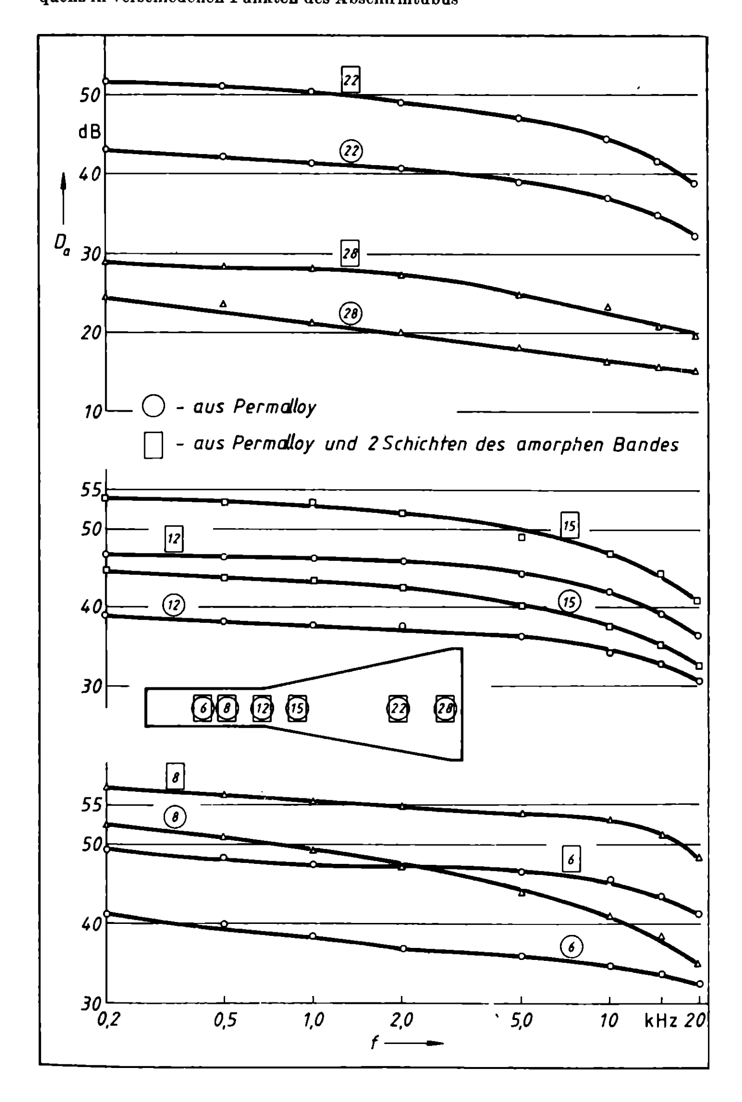


Bild 2. Form und Werte des Abschirmdämpfungskoeffizienten der Abschirmtube
a) Form der Abschirmung aus Permalloy (in zweifacher Verkleinerung)
b) Meßergebnisse für verschiedene Frequenzen:
——— Abschirmung aus Permalloy (Schichtdicke 0,5 mm),
– – – – Abschirmungen aus Permalloy und 2 Schichten des amorphen Bandes (Dicke 0,5 + 2 × 0,025 mm)

Bild 3. Änderung des Schirmdämpfungskoeffizienten in Abhängigkeit von der Frequenz in verschiedenen Punkten des Abschirmtubus



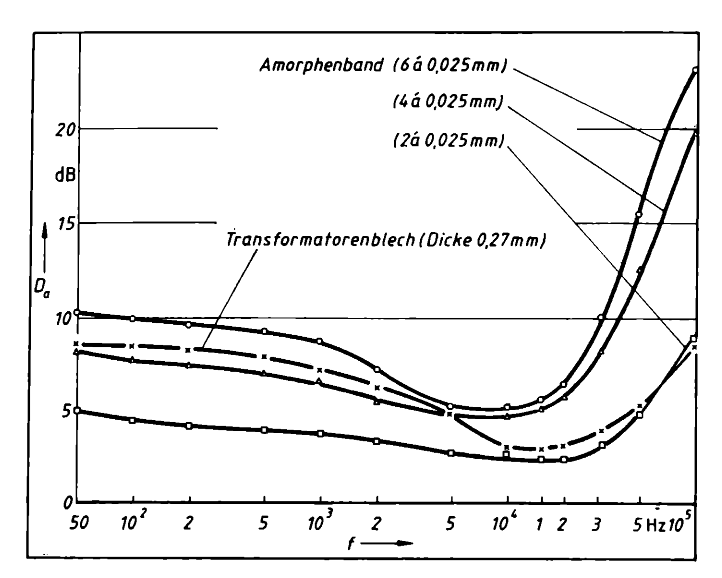


Bild 4. Änderung des Schirmdämpfungskoeffizienten in Abhängigkeit von der Frequenz für die Zylinderabschirmung

magnetischen Kraftflusses. Die Kapazität steigt durch die Tatsache, daß die metallische Abschirmung nahe dem Schutzobjekt unterzubringen ist (zusätzliche Elektrode).
Die Veränderungen in den Schutzkreisen, die durch obengenannte Erscheinungen verursacht werden, sind bei den Abschirmungen des LC-Kreises (Filter des Hochfrequenzverstärkers, Resonanzkreise des Generators u.a.) von großer Bedeutung. Änderungen des Wirkwiderstands, der Induktivität und der Kapazität beeinflussen augenfällig das Verhalten dieses Kreises.

2. Forschungsergebnisse

Wie erwähnt, wird in (1) die Schirmwirkung S ($S = |\vec{H}_0/\vec{H}_i|$) — Schwächung des Störfelds im Bereich der Abschirmhülle — dargestellt. Für die Berechnung der Schirmwirkung genügen also die Kenntnis des Quotienten des magnetischen Kraftflusses $\vec{H}_0/\vec{H}_i$ oder die Kenntnis des Quotienten der induktiven Spannungen in der Meßspule ohne Schirmung und mit der Schirmung [12]. In den Arbeiten [13] [14] wird eine Analyse der Abschirmergebnisse vorgestellt. Die Form der Betrachtung der Schirmung und die Meßergebnisse sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt.
Offensichtlich kommen bei Schichten aus amorphen Bändern auf konventionellen Abschirmungen deren Eigenschaften besser zum Tragen. Jeder Meßpunkt ist ein arithmetischer Mittelwert aus 4 Messungen, die nach der Drehung von 90° auszuführen waren. Mit Rücksicht auf die große Elastizität des amorphen Bandes wurde es mit einer Leimschicht, die die dielektrischen Eigenschaften verbessert, überzogen. Diese dielektrische Schicht ergibt bei höheren Frequenzen vorteilhafte Ergebnisse für Schirmungen aus Permalloy mit 2 amorphen Bänderschichten. Die Schichtung eliminiert zugleich den ungünstigen Einfluß der Fuge, die zwischen den Formen des Schirmzylinders und des Schirmtubus der Abschirmung exitiert.
Mit Rücksicht auf die nicht sonderlich regelmäßigen Formen der Tubusschirmungen wurden auch Messungen der Änderungen der Schirmdämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz an verschiedenen Punkten durchgeführt (Bild 3). Nach Bild 3 beträgt der Anstieg des Schirmdämpfungswertes bei geschichteter Permalloy-Abschirmung 15 bis 20% des Wertes der klassischen Schirmung. Zusätzlich zeigt es die wesentlichen Veränderungen dieser Schirmdämpfung in der Mitte und an beiden Enden der Abschirmung. Zum Zwecke der Verbesserung des D_a-Koeffizienten kann man mehrere amorphe Bänder an gefährdeten Stellen wickeln.
Im Bild 4 werden Ergebnisse für die zylindrische Schirmung vorgestellt, die aus einem Transformatorblech und aus dem amorphen Band bestehen. Diese Abschirmungen werden zum Schutz sehr empfindlicher Systeme angewendet, die zur Messung sehr kleiner Koerzitivfeldstärken dienen [15]. Die Abschirmung aus dem Transformatorenblech (nach magnetothermischer Behandlung) wurde gemäß einem Gebrauchsmuster [16] ausgeführt (die isolierten Ringe sind untereinander isoliert und überlappend montiert, so daß die Isolierung weiterhin gewährleistet ist). Die amorphe Schirmung war aus einem Band auf 1 m Länge um einen Rohrdurchmesser von 43 cm gewickelt worden. Die Befestigung der Konstruktion des ferromagnetischen Materials war aus Holz ausgeführt.

Aus Meßergebnissen des D_a-Koeffizienten in Abhängigkeit von der Frequenz, wie im Bild 4 dargestellt, sieht man deutlich, daß zweimal aus amorphen Bändern gewickelte dünne Abschirmungen gute Eigenschaften (6 Schichten von je 0,025 mm) haben, und zwar ohne magnetothermische Behandlung.
Bemerkenswert ist das Verhalten von elektrostatischen Abschirmungen aus Aluminium mit amorphen Bändern. Die Untersuchungen, die mit der Kugelschale durchgeführt wurden, haben nachgewiesen, daß die Schichtung der Schirmung aus Aluminium durch das 10mal dünnere amorphe Band stabile Werte der Schirmdämpfung im Bereich der Frequenz bis 20 kHz sichert. Das hat große praktische Bedeutung [17].

3. Schlußbemerkungen

Die Bänder aus amorphem Glas auf Kobalt- oder Nickel-Basis haben gute Schutzeigenschaften und eignen sich sehr gut für die Herstellung von Abschirmungen gegen Störungen. Bei halb so dicken amorphen Abschirmungen werden günstigere Ergebnisse als bei konventionellen Materialien mit magnetothermischer Behandlung erreicht. Die besprochene Materialgruppe hat auch zusätzliche Vorteile, wie z. B. die hohe mechanische Festigkeit. Sie sind erschütterungssicherer und halten mechanischen Spannungen besser stand. Sehr gute Eigenschaften kann man bei der Anwendung der Abschirmungsschichten erreichen. Zusätzlich kann man die Schirmeigenschaften verbessern, indem an konkreten Punkten auf die konventionelle Abschirmung einige Schichten amorpher Bänder (auf der äußeren Fläche der Abschirmung) aufgebracht werden. Das Band sollte mit einer aufgetragenen dielektrischen Schicht versehen sein. Eine zukünftige Gruppe der Abschirmschichten gegen elektromagnetische Wechselfelder, die aus amorphen Materialien aufgebaut werden, sind gewebte Abschirmungen in Mantelform. Auf einer Seite des Mantels wird eine sehr dünne Schicht des Diamagnetikum (z. B. durch Eintauchen in Kupfer(II)-sulfat) aufgetragen.

NaA 55

Literatur

[1] *Altmann, S.; Kieltyka, L.; Soinski, M.:* Die Verwertung amorpher Bänder (metallischer Gläser) in elektromagnetischen Abschirmungen. Elektrie 43 (1989) 5, S. 179–182
[2] *Butvin, P.,* u.a.: Contribution to applications of metallic glasses in magnetic shielding. Badgasteln: Proceedings of Soft Magnetic Materials Conference Nr. 8, 1987, 09.1-4
[3] *Borek, L.:* Magnetische Kabelschirmung mit amorphen Metallen. Elektronik (1982) 4, S. 43–46
[4] Metglas: Magnetic alloys technicaly superior. Katalog. Allied Metglas Products, 6 Eastmans Road Parsippang 1985
[5] Vitrovac, Amorphens Metals. Katalog Vacuumschmelze Hanau 1986
[6] Szkla metaliczne (die metallischen Gläser). Karta Materialowa. Warszawa 1984
[7] *Kieltyka, L.:* Anfertigung von Zylinderabschirmungen aus metallischem Glas im transversalen magnetischen Feld. Elektrie (in Vorbereitung)
[8] The problem solving magnetic shielding specialists, Electronic Engineers Master. Advance Magnetic Inc., USA 1974
[9] *Lutov, S.:* Die Störung des Empfangs von Radiowellen durch die Industrie und deren Bekämpfung. Moskva 1952 (russisch)
[10] *Kaden, H.:* Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik. München: Springer Verlag 1959
[11] *Fleck, K.:* Schutz elektronischer Systeme gegen äußere Beeinflussung (Elektromagnetische Verträglichkeit – EMV), Berlin: VDE-Verlag GmbH 1981
[12] Katalog, Ad-Vance Magnetics Inc., Indiana 46975, pp 31
[13] TGL 200-7097 Bl. 1 Elektronische Meßgeräte. Abschirmungen für Elektronenstrahlröhren. Techn. Forderunge, Lieferung
[14] Instrukcja Nr. I-626-001. Sprawdzanie ekranow magnetycznych (Die Überprüfung von Magnetabschirmungen), Unitra-UNIMA, Warszawa 1975 (polnisch)
[15] *Soinski, M.:* The anisotropy of coercive force in cold-rolled Goss-texture electrical aheetr. IEEE Transaction on Magnetics, 1989 (in Vorbereitung)
[16] *Soinski, M.;* u.a.: Ekran elektromagnetyczny (Die elektromagnetische Abschirmung). Prawo ochronne (Schutzpatent) Nr. 41083 z dnia (vom) 27. 08. 1986, Glowny Urz. Patentowy (Hauptpatentamt), VR Polen
[17] Ocena mo zliwosci wykorzystania tasm amorfic znych do budowy ekranow przeciwzakloceniowych, praca dyplomowa wykonana w Politechnice Czestochowskiej pod kierunkiem *L. Kieltyka, M. Soinski* (Bewertung der Anwendungsmöglichkeiten von amorphen Bändern für die Herstellung von Abschirmungen gegen Feldstörungen, Diplomarbeit, angefertigt an der TH Czestochowa unter der Leitung von Dr. *L. Kieltyka* und Dr. *M. Soinski*), Czestochowa 16. 10. 1987 (polnisch)

Dr.-Ing. *Leszek Kieltyka*, Dr.-Ing. habil *Marian Soinski*, Politechnika Czestochowa, al. Zawadskiego 17, PL – 42 – 2000 Czestochowa; Prof. Dr. sc. techn. *Siegfried Altmann*, Technische Hochschule Leipzig, Sektion Elektroenergieanlagen, Karl Liebknecht Str. 132, Leipzig, 7030

„Berichte zur Nachrichtentechnik"

Die Broschürenreihe aus dem Zentrum für Forschung und Technologie Nachrichtenelektronik

Folgende Bände sind noch lieferbar:

Band 2: Nachrichtenverkehrstheorie Grundlagen und Berechnungsverfahren
Band 11: Analoge Übertragungstechnik auf Kabeln Trägerfrequenzsysteme und -strecken
Band 14: Erzeugnisstandardisierung
Band 15: Vermittlungssystem ENSAD
Band 16: Digitale Nachrichtennetze
Band 17: Fernsprechendgeräte
Band 18: UKW-Verkehrsfunktechnik
Band 19: Fernsprechvermittlungstechnik
Band 20: Elektronische Vermittlungstechnik
Band 21: Digitale Nachrichtentechnik
Band 22: Ländliches Nachrichtenwesen
Band 23: Fernsprechvermittlungseinrichtungen
Band 24: Optimaldemulation
Band 25: Datenfernverarbeitung

Umfang und Preis der Bände:

40 bis 160 Seiten; 6,50 M bis 14,40 M

Bestellungen sind zu richten an:



VEB Funkwerk Köpenick
Stammbetrieb im Kombinat Nachrichtenelektronik,
Zentrum für Forschung und Technologie Nachrichtenelektronik (ZFTN), Abt. EA 3 (Versand)
Edisonstraße 63, Berlin, 1160

Kurzbeiträge

Qualitätssicherung für integrierte Schaltkreise im Anwenderbetrieb

H.-J. Lautenschläger; V. Walch; H. Zenker

Die Organisation und Durchführung eines qualitätsoptimalen Fertigungsprozesses ist und bleibt ständige Aufgabe jedes Finalproduzenten.
Qualitätssicherung beginnt beim Wareneingang. Hier wird u.a. die Anlieferqualität (Stichprobenkontrolle, Stückprüfung) kontrolliert. Zwischen Anlieferqualität und Frühausfallverhalten eines Bauelements besteht ein enger Zusammenhang. Dieser wird anhand von Testergebnissen von 7 Schaltkreistypen aufgezeigt.

1. Qualitätssicherung für integrierte Schaltkreise

Neben dem nationalen Bauelementesortiment kommen die verschiedensten, auf dem internationalen Markt angebotenen Schaltkreistypen zum Einsatz. Anlieferqualität und Frühausfallverhalten dieser Bauelemente sind unterschiedlich und nicht immer liegen ausreichende Angaben seitens des Herstellers bzw. Importeurs dazu vor. Der betriebliche Qualitätssicherungsprozeß muß darauf eingestellt werden.
Dazu sind prinzipiell zwei Arbeitsrichtungen möglich:

- Abschluß von solchen Qualitätsvereinbarungen zwischen Bauelementehersteller und Anwender, die einen vollständigen Verzicht auf eine Wareneingangskontrolle (WEK) zum Ziel haben [1].
- Wahl geeigneter Prüf- und Selektionsverfahren zur Kontrolle der Anlieferqualität und zur Selektion von Frühausfällen.

Der 1. Weg ist nur über eine systematische und umfassende Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Qualitätssicherung zwischen Hersteller und Anwender möglich [1]. Dieser Weg entfällt jedoch für Importschaltkreise, da der direkte Kontakt zum Hersteller oft fehlt.
Der 2. Weg führt nur dann zum Erfolg, wenn eine geeignete Prüf- und Meßtechnik beim Anwender vorhanden ist. Sie ist Voraussetzung für eine effektive Wareneingangskontrolle, die ein geeignet gewähltes Belastungsverfahren mit einschließen sollte. Aus ökonomischer und technischer Sicht wurde hier als Belastungsverfahren die Hochtemperaturlagerung (HTL) gewählt und für spezielle integrierte Schaltkreise erprobt.

2. Hochtemperaturlagerung

Die Hochtemperaturlagerung ist ein Belastungsverfahren für Halbleiterbauelemente. Eine von außen auf die Prüflinge einwirkende Übertemperatur wird genutzt, um physikalisch-chemische Prozesse im und am Prüfling auszulösen bzw. beschleunigt ablaufen zu lassen. Abgeleitet aus der Arrhenius-Gleichung erhält man bei Fixierung der entsprechenden Parameter einen für das zeitliche Verhalten des Prozesses charakteristischen Beschleunigungsfaktor (Zeitraffungsfaktor) [2].

Ablauf/Modell

- 100%-Prüfung der Prüflinge im Wareneingang; Bewertung der Anlieferqualität
- Hochtemperaturlagerung

Parameter der Hochtemperaturlagerung:

- Lagertemperatur $T_{HTL} = 125\,°C$
- Aktivierungsenergie $E_a = 0{,}4$ eV (für Frühausfälle)
- Raffungsfaktor $f = 12$ [2]
- Lagerzeit $t_{HTL} = 7$ Tage.

Maßnahmen:

- tägliche elektrische Funktionskontrolle der Prüflinge
- Erstellen der Ausfallstatistik
- Fehlerbefundung
- Bewertung der Ausfallstatistik.

3. Ergebnisse

Die Ergebnisse der WEK (Anlieferqualität) und der Hochtemperaturlagerung von 7 Schaltkreistypen des nationalen und des internationalen Bauelementesortiments (s. Übersicht) werden im folgenden angegeben und bewertet:

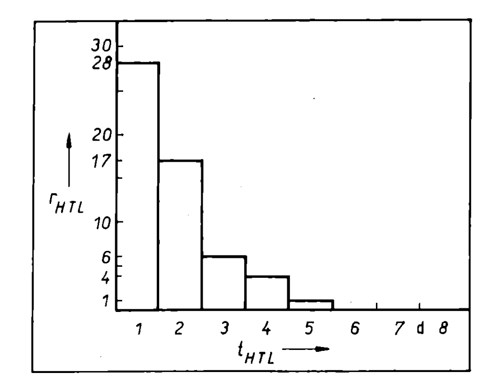
Typ	Technologie	Integrationsgrad
A	CMOS	2
B	CMOS	2
C	bipol.	3
D	bipol.	2
E	CMOS	4
F	bipol.	2
G	CMOS	5

- Wareneingang:
  $N_{WEK} = 12924$ Stck. integrierte Schaltkreise
  Ausfälle:
  $r_{WEK} = 72$ Stck. (≙ Ausfallsatz von 0.56% bezogen auf N_{WEK}; AQL-Wert)
- HTL:
  $N_{HTL} = 12852$ Stck. integrierte Schaltkreise
  Ausfälle:
  $r_{HTL} = 56$ Stck. (≙ Ausfallsatz von 0.44% bezogen auf N_{HTL})
  $r_{ges} = r_{WEK} + r_{HTL} = 128$.
  Verteilung der Ausfälle während der Hochtemperaturlagerung

Tag	1	2	3	4	5	6	7
r	28	17	6	4	1	—	—

- Ausfallhistogramm der Hochtemperaturlagerung (Bild 1)
- Bezüglich der Anlieferqualität und des Ausfallverhaltens während der HTL waren 3 Qualitätsniveaus erkennbar:

Niveau III: $r_{WEK} \leqq 1\%$ Ausfälle,
$r_{HTL} \approx 1\%$ Ausfälle
Typen: E, D



Niveau II: $r_{WEK} \leqq 0{,}5\%$ Ausfälle,
$r_{HTL} \approx 0{,}2$—$0{,}4\%$ Ausfälle
Typen: C, G

Niveau I: $r_{WEK} \leqq 0{,}1\%$ Ausfälle,
$r_{HTL} \approx 0{,}05\%$ Ausfälle
Typen: A, B, F.

- Die Schaltkreistypen A, B und F werden von den Herstellern in sehr guter Qualität geliefert. Sie sind frühausfallfrei. Diese Aussage bestätigen auch die Ergebnisse der Datenrückmeldung. Eine Wareneingangskontrolle und ein nachgestelltes Belastungsverfahren können prinzipiell entfallen.
- Für frühausfallfreie Bauelemente gilt: AQL $\leqq 0{,}1$.
- Das Qualitätsniveau III ist ungenügend. Die Screeningmaßnahmen des Herstellers sind zu verbessern. Die Reklamation der Schaltkreise ist auszulösen, falls keine besonderen Vereinbarungen mit dem Hersteller bestehen.
- Für die Schaltkreistypen C und G sichert ein geeignet gewähltes Belastungsverfahren mit anschließender Stückprüfung die für einen effektiven Fertigungsprozeß notwendige Qualität der Bauelemente. Die Hochtemperaturlagerung ist ein solches Belastungsverfahren.
- Die Hochtemperaturlagerung ist zur Erkennung von Frühausfällen geeignet. Dabei ist von einer Dauer der Frühausfallphase (FAP) von 5 bis 6 Tagen unter Belastungsbedingungen auszugehen. Entsprechend dem verwendeten Modell ergibt sich eine Dauer der FAP von etwa 1500 Stunden unter Normalbedingungen ($f = 12$).
- Ein direkter Zusammenhang zwischen den Ausfallsätzen, der Herstellungstechnologie und dem Integrationsgrad der Bauelemente ist nicht erkennbar.

Schließlich sollte nicht unerwähnt bleiben, daß für jedes Ausfallbauelement ein exakter Befund gesucht werden muß. Die Ausfallursachen können im Fertigungsprozeß des Herstellers wie auch im Fertigungsprozeß des Anwenders (z.B. ESD-Schutz, Lötprozeß, TUL-Prozeß, Prüfmittel) begründet sein. Nur die enge Zusammenarbeit der beiden Partner führt hier zum Ziel der Aufdeckung und Beseitigung von Schwachstellen.

NaK 54

Literatur

[1] KDT-Empfehlung „Zur ppm-Arbeit" Kammer der Technik, FV Elektrotechnik 1988
[2] *Bajenescu, Z.:* Zuverlässigkeit elektronischer Erzeugnisse; Teil 6: Zuverlässigkeit monolithisch integrierter Schaltungen. Feinwerktechnik u. Meßtechnik 90 (1982) 4, S. 195
[3] *Pellot, W,; Wurnik, F.:* Zuverlässigkeit integrierter Schaltungen. ntz. Bd. 37 (1984) H. 11

Dr. rer. nat. *Hans Joachim Lautenschläger*, Dipl.-Ing. *Volker Walch, Haymo Zenker*, VEB Nachrichtenelektronik Leipzig, Melscher Str. 7, Leipzig, 7027

Ausbreitung großer Amplituden impulsartiger Störungen

W. F. Müller

Das allgemeine Gesetz für das Fernfeld elektromagnetischer und akustischer Wellen lautet:

$$\text{Empfangsamplitude} = \frac{\text{Sendeamplitude}}{\text{Funktion der Entfernung}}. \quad (1)$$

Aus dem Unendlichen darf nichts einstrahlen. Ferner dürfen Sender und Empfänger nicht am gleichen Ort stehen. Dem Gesetz (1) müssen auch Impulsstörungen unterliegen.
In einem Gebiet sind Impulsquellen zufällig verteilt. Die Entfernung zwischen Quellen und Empfänger ist folglich eine Zufallsgröße R. Die Funktion $f(r)$ der Entfernung r enthält die Dämpfung $y = f(r)$ des Mediums. Da R eine Zufallsgröße ist, ist auch $Y = f(R)$ eine Zufallsgröße. Wird die zufällige Amplitude der Quellen X genannt, heißt die stochastische Auffassung von (1)

$$Z = \frac{X}{Y}. \tag{2}$$

Von der Amplitudendichte $p_1(x)$ der Quellen wird die Existenz hinreichend vieler Momente $m_k^{(x)}$ gefordert

$$m_k^{(x)} = \int_{-\infty}^{\infty} x^k p_1(x)\,\mathrm{d}x \qquad k = 1, 2, \ldots, n. \tag{3}$$

Die Dichte von Y heiße $p_2(y)$. Wegen der für (1) geforderten Nebenbedingungen müssen $p_2(\infty) = 0$ und $p_2(0) = 0$ gelten. Da X und Y unabhängig sind, ist die vom Empfänger aufgenommene Dichte $p(z)$ der Quotientenverteilung (2)

$$p(z) = \frac{1}{z^2} \int_0^{\infty} x\, p_1(x)\, p_2(x/z)\,\mathrm{d}x \quad y \geqq 0. \tag{4}$$

(4) gilt exakt. Die gesendeten Impulse sollen so schmal oder so selten sein, daß sie sich weder im Gebiet noch im Empfänger überlagern. Das erfordert Beschränkung auf große Amplituden. Große Amplituden können wegen der Ausbreitungsdämpfung nur aus kleinen Entfernungen stammen. Für diese ist $p_2(y)$ gewiß in eine konvergente Potenzreihe entwickelbar

$$p_2(y) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k y^k \tag{5}$$

(es gibt viele Verteilungen, deren Potenzreihen im gesamtem Definitionsbereich konvergieren). (5) in (4) eingesetzt ergibt

$$p(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{a_k}{z^{k+2}} \int_0^{\infty} x^{k+1} p_1(x)\,\mathrm{d}x. \tag{6}$$

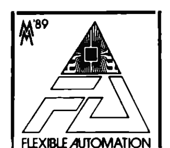
Für $p_1(x)$, die nur für $x \geqq 0$ definiert sind, ist das Integral in (6) gleich den Momenten (3). Für alle anderen ist es eine mit den Momenten verwandte Konstante m_{k+1}. Daher gilt

$$p(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{a_k m_{k+1}}{z^{k+2}}. \tag{7}$$

Wegen $p_1(0) = 0$ muß $a_0 = 0$ sein.
Zur Herleitung von (7) wurden weder der Dimensionszahl des Gebietes (Fläche oder Raum) noch seiner Geometrie (Kugel, Zylinder usw.) Beschränkungen auferlegt. Die Anordnung der Quellen im Gebiet, ihre Amplitudenverteilung und das Dämpfungsverhalten des Mediums müssen nur zufällig sein. Die Form der gesendeten Impulse und ihre zeitliche Folge sind ohne Einfluß, solange sie sich nicht überlagern. Es wurde kein technischer Parameter benötigt. Daher beschreibt (7) die Naturgesetzlichkeit großer Amplituden impulsartiger Störungen, wie sie ein Breitbandempfänger an der Stelle $r = 0$ aufnimmt. NaK 60

Prof. Dr. sc. nat. *Fritz Müller*, Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, AG Wissensch. Gerätebau, Domstr. 14, Greifswald, 2200

Ausstellungen



LFM-Nachlese

Teil 1

Für die Leipziger Frühjahrsmesse 1989 gilt, was bereits vor einem Jahr an dieser Stelle berichtet werden konnte, das Angebot auf der Messe an

- Kommunikations- und Datenübertragungstechnik
- Meßtechnik für die Telekommunikation
- integrierten Bauelementen
- technologischen Ausrüstungen für die Elektronikindustrie

hat sich wiederum gegenüber dem Vorjahr erweitert. Traditionelle Aussteller, deren Schwerpunkte in den vergangenen Jahren anders gesetzt waren, zeigten nunmehr auch wieder Nachrichtentechnik. Als Beispiele seien die UdSSR-Ausstellung und die Firma Siemens genannt. Dieser Trend kann von Fachbesuchern der Nachrichtentechnik nur erfreut zur Kenntnis genommen werden.

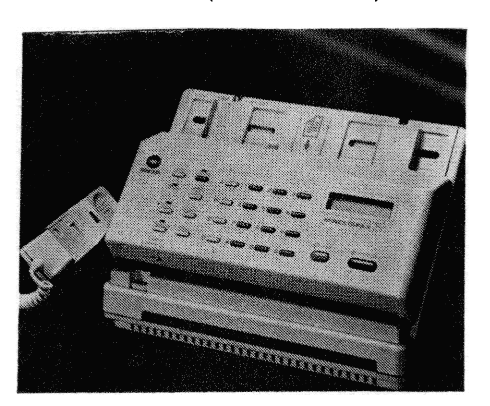
1. Kommunikations- und Datenübertragungstechnik

1.1. Endgeräte, Netzperepherie, LAN

• Ein Beispiel, wie sehr Computer- und Kommunikationstechnik miteinander verwachsen, zeigten gemeinsam die Firmen Triton (Genossenschaft für Rundfunk- und Fernmeldetechnik; Pécel, UVR) und der VEB Robotron-Elektronik Dresden unter der Devise: Robotron A 7150 — Telex-PC versendet und empfängt Fernschreiben im Hintergrund.
Triton entwickelte eine Steckeinheit, die ohne technische Änderung in den A 7150 eingebaut werden kann und stellt die Telex-Software dazu bereit (Gepard-16). Diese Lösung ermöglicht dem Nutzer einen preisgünstigen und komfortablen Zugriff zum Telex-Netz:
— Selbstwahl zu Telexteilnehmern im nationalen und internationalen Telexnetz
— neben den Telex-Dienstleistungen ist ohne Beeinträchtigung auch die Realisierung anderer Büro- und Geschäftsaufgaben möglich
— Telex-Textbearbeitungssystem
— Dialogverkehr mit der Möglichkeit, gespeicherte Textdateien einzubinden
— automatischer Ruf — automatische Übermittlung, zeitversetztes Senden, im Besetzfall automatische Wiederholung
— Rundsendemöglichkeit, Mehrfachadressierung
— verkürzte Rufnummern
— automatische Journalführung für ankommende und abgehende Fernschreiben
— Abfragen gespeicherter Meldungen (mit Kennwort)
— Archivierung des gesamten Fernschreibverkehrs mit Statusinformation
— separater Matrixdrucker zum gleichzeitigen Drucken des gesendeten und des empfangenen Fernschreibens
— Sichtbarmachung der während der Vorbereitung der Telegramme empfangenen Informationen

• Der VEB Kombinat Robotron stellte 3 lokale Netze vor, unter denen das bereits bekannte
— Rolanet 1
das leistungsfähigste ist.
— Das LAN EC-NET ist eine vom Rolanet 1 abgeleitete Variante, die speziell zur Verbindung der 16-bit-Rechner EC 1834 dient, dadurch konnte die Software vereinfacht werden.
— 3. LAN ist das in Nachrichtentech., Elektron. 38 (1988) 6, S. 229—230 vorgestellte SCOM-LAN (DDKS1).
— Eine weitere Möglichkeit zur Erweiterung lokaler Netze besteht in der Einbeziehung der digitalen Nebenstellenanlage NZ 400 D des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik. Mit der NZ 400 D kann das lokale Netz an Postnetz angeschlossen werden. Außerdem ermöglicht die NZ 400 D den Aufbau einer sternförmigen Netztopologie auf der Basis eines synchronen, leitungsvermittelnden Datennetzes. Dabei wird jeder Datenanschluß unter Verwendung eines Teilnehmerdatensatzes TSDX, einer Datenanschlußeinrichtung DAE und der Zweidraht-Anschlußleitung errichtet.
• Digital-Data (Mexico) zeigte Hardware-Module „Netboard II" zum LAN-Aufbau und zur Datenübertragung
— 4 Mbit/s-Datenübertragung
— Mehrbenutzerzugriff mit Kollisionserkennung, CSMA/CD-Protokoll
— Datenblockübertragung bis 48 kbyte
— Fehlerstatuserkennung und -übermittlung
— Übertragungsentfernung 100 m, bzw. mit Verstärker 2,5 km
— Netboard implementiert die unteren Schichten des ISO-Referenzmodells
— PC, XT, AT oder 386er-kompatibel.
• Minoltafax 250 — ein programmierbarer Fernkopierer der Firma Minolta überträgt eine A4-Seite in 17 Sekunden (Bild 1).
Seine Vorteile sind u. a.:
— kompakte Bauweise
— komfortable Bedienerführung in deutsch
— 32 Kurzwahlspeicher
— Formatverkleinerungsmöglichkeit.
• Zur Demonstration einiger im ISDN möglicher Dienste hatte SEL (Stuttgart, BRD) auf dem Messestand einen „gläsernen Schreibtisch" aufgebaut, an dem verschiedene Nutzungsmöglichkeiten in Betrieb vorgeführt werden konnten:
— Digital-Komforttelefon mit Anzeige der Nummer des rufenden Teilnehmers vor Abheben des Hörers, Hifi-Tonwiedergabe mit 7 kHz, statt bisher 3,1 kHz Bandbreite in Mono und Stereo über zwei B-Kanäle (Bild 2)

Bild 1. Minoltafax 250 (Pressefoto: Minolta)



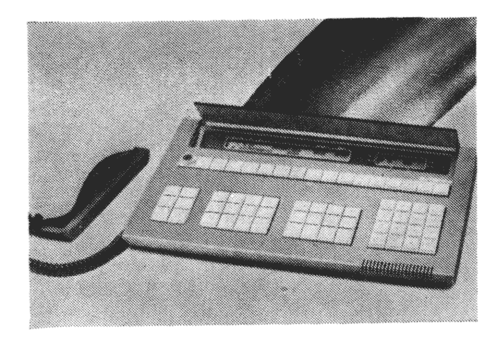


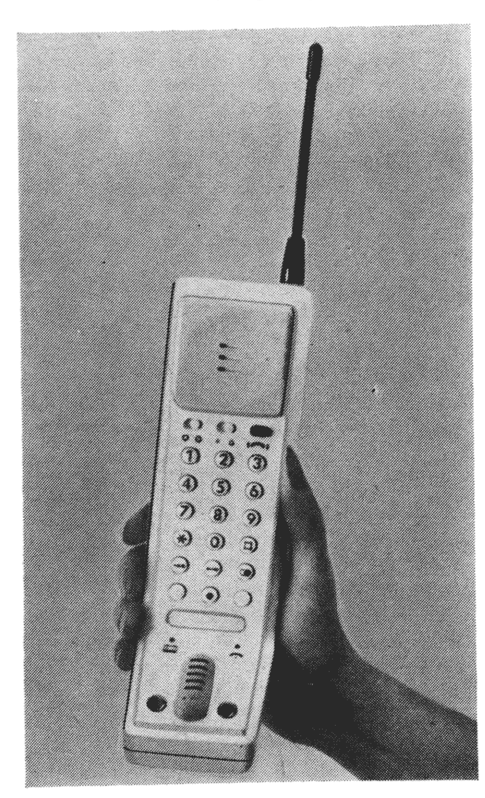
Bild 2. Digital-Komforttelefon (Prospektrepro)



Bild 3. Teleport C (Prospektrepro)



Bild 4. Modulteil CLT 2 (Prospektrepro)



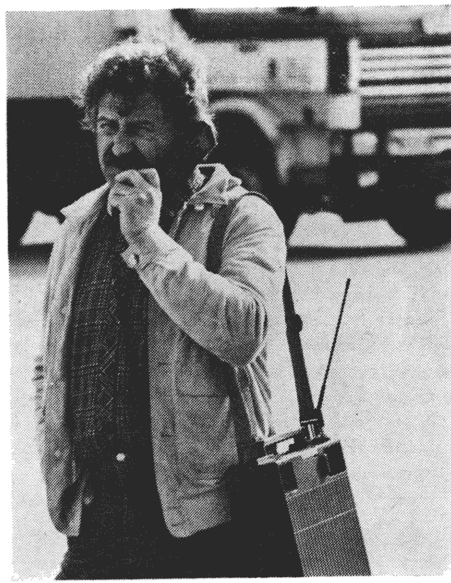


Bild 5. Mobiltelefon C 2 (Pressefoto: Siemens)

— hochauflösender Fernkopierer, der bei 64 kbit/s Übertragungsrate eine DIN-A4-Seite in wenigen Sekunden mit hervorragender Qualität überträgt
— Teleschreiber, mit dem handschriftliche Notizen parallel zum Sprechen übermittelt werden können
— Standbildübertragung mit Fernsehkamera und Bildspeichersystem
— multifunktionales Terminal (SEL 1087) für die Integration verschiedener Dienste
— Archivsystem mit optischer Bildspeicherung zur Dokumentation und Archivierung, mit Flachbettabtaster zur Eingabe von Bildern.

• AEG-Olympia (Boschgruppe, BRD) zeigte u.a.:
— Autotelefon „Telecar C" (für das C-Funknetz), das mit zwei Handgriffen aus dem Auto herausnehmbar ist, eine Freihör- und -sprecheinrichtung unter Nutzung des Autoradiolautsprechers hat und durch eine Berechtigungskarte gegen unbefugtes Benutzen gesichert ist
— Handtelefon für das C-Netz „Teleport C" (Bild 3) mit alphanumerischem Bedienfeld und 15-Zeichen-Anzeige sowie 9 Betriebszustandsanzeigen, Speicher für 98 Namen und Rufnummern, bei einem Gewicht von nur 585 Gramm läßt das 192 mm × 74 mm × 33,5 mm „kleine" Geräte in die Jackentasche stecken
— drahtloses Telefon CLT2, dessen Modulteil im Bild 4 abgebildet ist.

• Die Telefongeräte und der Fernschreiber F 2000 mit Textvorbereitungssystem und Bildschirmeinheit vom VEB Kombinat Nachrichtenelektronik wurden bereits vorgestellt (Heft 3, S. 82—84).

Bild 6. DAD 2000 (Pressefoto: Grundig)



• Auch die Firma Siemens, die seit 25 Jahren an der LFM teilnimmt, zeigte diverse Endgeräte und das Mobiltelefon C2 für Fahrzeuge, durch einen Tragerahmen mit Akku, Ladeelektronik und Antenne wird daraus im Handumdrehen das vollwertige tragbare Mobiltelefon C2 portable, das völlig unabhängig von jedem Fahrzeug funktioniert (Bild 5).

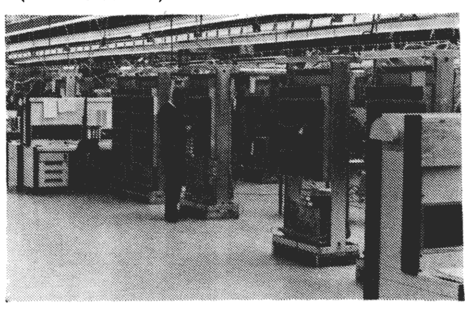
• Unter den Exponaten der Firma Grundig (Fürth, BRD) sei hier der Teleboy DAD 2000 erwähnt:
Er übernimmt die automatische Gesprächsvermittlung, kann bis zu 20 Aufträge Speichern und arbeitet sie in der Reihenfolge der Erreichbarkeit ab. Das Gerät arbeitet digital und „spricht" mit natürlicher Stimme (Bild 6).

• Auch die Firma ANT (Backnang, BRD) zeigte eine Reihe von Cityrufempfängern mit unterschiedlichem Anzeigekomfort.

1.2. Vermittlungs- und Übertragungstechnik

• Nach der Ausstellung des Systems 12 zur LFM '88 stellte die SEL Stuttgart 1989 das — Nebenstellensystem 12B (Bild 7) aus. Laut Aussage der Firmenvertreter ist das System 12B das weltweit einzige PABX mit durchgängig gleicher Technik wie die „große" Vermittlungstechnik des Unternehmens und mit echten 144 kbit/s durchgängig.
Weiter wurden gezeigt:
— Primärmultiplexer PCNI30X mit 2,048 Mbit/s-Multiplexsignal im HDB3-Code.
— Der Digitalsignal-Multiplexer DSM 34/140 arbeitet bei 34,368 Mbit/s-Übertragungsgeschwindigkeit und verfügt über 4 Eingangskanäle für HDB3-Code. Das Ausgangssignal von 140 Mbit/s ist CMI-codiert (code mark inversion).
— Die Leitungsausrüstungen LA8GF-ONAX und LA14OGF-ONAX sind Leitungsendgeräte für optische Übertragung bei 1300 nm Wellenlänge von Digitalsignalen mit 8 Mbit/s bzw. 140 Mbit/s. Sie sind für Ortsnetze vorgesehen und können an Multiplexer oder Richtfunksysteme angeschlossen werden. LA14OGF-FNB überträgt optische Digitalsignale mit 140 Mbit/s bei 1300 nm. Dieses System ist für die Fernebene ausgelegt.
— An Regeneratoren wurde der REG 565 GF 565 Mbit/s, d.h. 7680 Fernsprechkanäle, vorgestellt. Er ist für Einmodenfasern und 1300 nm Wellenlänge ausgelegt. Die typische Regeneratorfeldlänge beträgt 50 km, die mittlere Dämpfung 30 dB.
— Als Beispiel der digitalen Richtfunksystemfamilie DRS 2/8/34/140/18700 wird das Übertragungssystem DRS 34/18700 vorgestellt. Es arbeitet bei einer Übertragungsgeschwindigkeit von 34,368 Mbit/s im Funkfrequenzbereich zwischen 17,7 GHz

Bild 7. Fertigungshalle System 12 B in Gunzenhausen (Pressefoto: SEL)



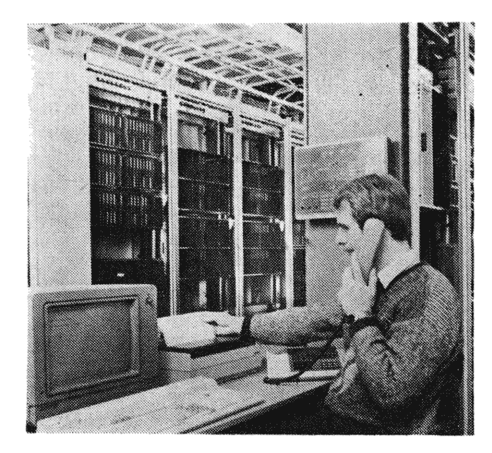


Bild 8. EWSD (Pressefoto: Siemens)

und 19,7 GHz. Es wird in der unteren Netzhierarchie zwischen Vermittlungsstellen, für Teilnehmeranschlußleitungen sowie für Verbindungen zwischen Funkübertragungsstellen und benachbarten Schaltverstärkerstellen eingesetzt.

• Nach langen Jahren der Enthaltsamkeit auf diesem Gebiet zeigte Siemens auf der Leipziger Messe Produkte und Systeme der Nachrichtentechnik für öffentliche Netze. Im Mittelpunkt standen

— das rechnergesteuerte digitale Vermittlungssystem EWSD.

Dieses System reicht von der kleinen Ortsvermittlungsstelle bis zur großen Fernvermittlungsstelle mit einer dezentralen Architektur. Wiederum aus Gründen der COCOM-Beschränkungen waren die EWSD-Gestelle nur mit analogen a/b-Teilnehmersätzen ausgestattet (Bild 8).

Auf dem Gebiet der

— Nachrichten-Übertragungssysteme

zeigte das Unternehmen auf großflächigen Tafeln die Palette der Systeme und Einrichtungen zum Aufbau flexibler und wirtschaftlicher Netzstrukturen für Sprach-, Text-, Daten-, Ton- und Bildsignale.

Wie Übertragungskanäle mit Rechnerhilfe gesteuert und durchschaltet werden, zeigte Siemens auf dem Messestand. Wo früher zeitaufwendige Lötarbeiten erforderlich waren, um Signalwege zu rangieren, geschieht das heute über Cross-connect-Systeme. So können beispielsweise über den ausgestellten Digitalsignal-Kanalverteiler DKVt2 Stereotonprogramme per Eingabe über einen Personalcomputer schnell und sicher verteilt werden.

• Die UdSSR stellte ebenfalls nach längerer Pause wieder Übertragungstechnik aus dem Leningrader Fernmeldewerk aus. Positiv ist zu vermerken, daß die Standbetreuer aussagefähige Techniker aus den Betrieben waren und kurze deutschsprachige Informationsblätter zur Verfügung standen. Ausgestellt wurden durchgängig digitale Einrichtungen in Form schmaler Gestelle (HxBxT: 2600 mm × 120 mm × 225 mm).

— Gestell SOLT-4-0 zur digitalen Übertragung auf Monomode-LWL: Übertragungskapazität 2,048 Mbit/s; 1980 Kanäle-Quartärsystem auf Monomodenfasern bzw. Sekundär-/Ternärsystem mit 120/480 Kanälen

— SOVLT-2U, Gestell zum Empfang und zur Übertragung von 8,448 Mbit/s über LWL mit sekundärer Gruppenbildung und Schnittstelle nach CCITT G 703; 1,3 μm

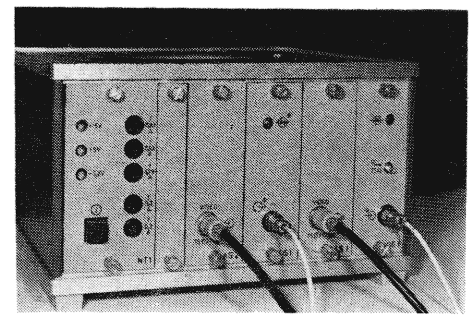


Bild 9. LWL-Videomodem (Foto: Seidel)

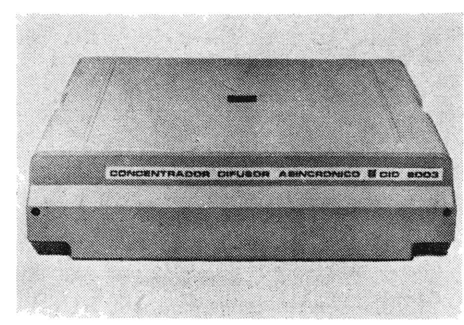


Bild 10. CID 800 (Prospektrepro)

Wellenlänge; max. 20 Regeneratorabschnitte ≦ 30 km; Servicesignale: 64 kbit/s

— Gestell SAV PP zur ein- und zweiseitigen Selektion primärer Datenströme von 2048 kbit/s aus einem sekundären 8448 kbit/s-Datenstrom und zur Durchschaltung eines nicht abgezweigten Digitalsignals (gemäß CCITT G 745)

— IKM-V6-12, Einrichtung in 2 Gestellen zur Digitalübertragung von Mono- oder Stereotonsignalen für 2048 kbit/s; das Tonsignal der höchsten Klasse wird über 5 Fernsprechkanäle übertragen: Frequenzband 30 bis 15000 Hz, Unstabilität der Restdämpfung ± 0,2 dB, Klirrfaktor 0,25%

— ZSL-TW zur TV-Übertragung ohne Regenerierung über 30 km mit 139,264 Mbit/s

— 5fach Wellenlängenmultiplexer: 1,22 μm — 1,24 μm — 1,26 μm — 1,28 μm und 1,30 μm.

• Ein tragbares LWL-Videomodem (Bild 9) zeigte der VEB Fernmeldewerk Bautzen. Damit wurde ein kleines, universell einsetzbares Endgerät entwickelt, mit dem es möglich ist, die Vorzüge des Glasfaserkabels bei der Übertragung eines Breitbandsignals zu nutzen. Das Modem stellt einen Breitbandkanal von ~ 6 MHz Bandbreite vorzugsweise für die Übertragung eines Videokanals über ein Glasfaserkabel zur Verfügung. Anwendungsmöglichkeiten bieten sich überall dort, wo eine Fernbeobachtung oder Fernüberwachung von Ereignissen gefordert wird. Die wahlweise Toneinspeisung ermöglicht es darüber hinaus, akustische Signale zu übermitteln. Die überbrückbare Entfernung beträgt je nach Kabeltyp bis zu 3 km. Ein Modem kann sowohl als Sender oder/und Empfänger benutzt werden. Somit ist auch ein „Regeneratorbetrieb" zur Vergrößerung der Feldlänge möglich.

• Auf dem Stand der VRP in Halle 17 war ebenfalls ein LWL-Übertragungssystem für TV-Signale — N4 — zu sehen, das mit einem Ausrüstungssatz für Kabelfernsehen zur Informationsübertragung von beliebigen Signalquellen aus (Antenne, Videokamera, Bandgerät u.a.) gespeist werden kann.

• ANT stellte in diesem Jahr im Rahmen des Gemeinschaftsstandes der Boschgruppe u.a.

— TF-System 6/12

— PCM 30 FXM

— optisches Leitungsendgerät LE 20 MP; 2,048 Mbit/s gemäß CCITT C 703

— Spleiß- und Kabeltechnik

aus.

• Die VEB Kabelwerke Oberspree stellten neben dem bekannten Kupferfernmeldekabelsortiment und den Lichtwellenleiterkabeln für die Nachrichtenübertragung auch die zur Errichtung von Lichtwellenleiter-Kabelanlagen erforderlichen Montagegeräte und -werkzeuge für nicht lösbare Verbindungen aus:

— Lichtwellenleiter-Trennvorrichtung LT 4

— Lichtwellenleiter-Schweißgerät LSG 4

— Lichtwellenleiter-Schweißkoffer

sowie die notwendigen Garnituren:

— Schutzhülsen LH

— Muffen LM

— Schutzmuffen LMS 1

— Endverschlüsse LET 8.

• Das Zentralinstitut für Digitalforschung, Teil des Nationalen Kubanischen Instituts für Automatisierte Systeme und Computertechnik (INSAC) stellte einen Konzentrator-Diffusor CID 8003 vor. Das Gerät ermöglicht es, Terminals mit einem Zentralcomputer zu verbinden, wobei das RS-232-Interface V-24 und V-28 genutzt wird. Verbunden werden können u.a. Videoterminals, Mikrocomputer und Fernschreiber jeweils lokal, oder über Fernsprechleitungen.

(Fortsetzung im H. 7)

NaK 61 *E.-O. Schönemann*

Fachtagungen

16. Weiterbildungsveranstaltung der WS Nachrichtentechnik. Teil 2

7. Internationales EMC-Symposium Zürich

Die Vorträge sowie die durchgeführten Workshops umfaßten das gesamte Spektrum elektromagnetischer Beeinflussungsprobleme. Ausgeklammert waren bei diesem Symposium lediglich biologische Beeinflussungssachverhalte.

Folgende Schwerpunkte sind wesentlich:

Die zunehmende Verarbeitungsgeschwindigkeit digitaler Schaltungen erfordert eine Auseinandersetzung mit Gestaltungsprinzipien (sowohl bauelementeseitig als auch leiterplatten- bzw. verkabelungsseitig), um eine entsprechende EMC zu gewährleisten.

Durch den breitesten Einsatz von IC an allen denkbaren Orten ist das Problem des Ausfallverhaltens von IC durch elektromagnetische Einwirkungen und die Optimierung von Schutzmaßnahmen ein vordringliches Erfordernis geworden. Außer Untersuchungen zu elektrostatischen Ausfällen gibt es auf diesem Gebiet auch international noch keine eindeutigen Erkenntnisse.

Große Anstrengungen werden international auf den Gebieten der Erdung und praktikabler HF-Meßtechnik unternommen. So

spielen Erdungsprobleme bei räumlich ausgedehnten Anordnungen (z.B. Rechnerverbund) eine große Rolle bei der Gewährleistung der EMC. Für Untersuchungen hinsichtlich der Analyse informationstragender Abstrahlungen wurden entsprechende Meßmittel vorgestellt.
Eine umfangreiche Ausstellung von etwa 60 Firmen vermittelte zusätzliche Informationen zu Bauelementen und Meßgeräten.
19. Internationale Blitzschutzkonferenz Graz und
9. Internationales EMC-Symposium Wrocław Über beide Veranstaltungen hat Nachrichtentech., Elektron. im Heft 9 (1988) auf den Seiten 353 bis 356 ausführlich berichtet.

Ebertus, A.

Messebericht Robot 88 — Brno (März 1988)

Ausgehend von der Notwendigkeit der Rationalisierung der Klein- und Mittelserienfertigung, die für das Kombinat Nachrichtenelektronik typisch ist, ist der Einsatz der Industrierobotertechnik insbesondere der flexiblen Industrierobotertechnik, erforderlich. International sind gegenwärtig drei konstruktive Entwicklungsrichtungen vorherrschend:

— Senkrecht-Knickarm-Roboter
— Horizontal-Knickarm-Roboter (Scara-Roboter)
— karthesische bzw. Portalroboter.

Dieser Trend wurde auf der Fachmesse „Robot 88" bestätigt. Ausgestellt wurden interessante Einzellösungen, Roboterbaukastensysteme, Beispiele für Verkettung von Industrierobotern sowie Baugruppen und -elemente zur Fertigung von technologischen Spezialausrüstungen einschließlich Transport- und Zuführeinrichtungen.
Es wurde deutlich, daß die in der DDR, insbesondere im Kombinat Nachrichtenelektronik verfolgte Zielstellung bezüglich des Einsatzes der Industrierobotertechnik für Klein- und Mittelserienfertigung (flexible Montagesysteme, Baukastensysteme) dem internationalen Trend entspricht.
Deutlich wurde weiterhin, daß im Anbieten von Baugruppen, Transferstraßen, Sortier- und Fördereinrichtungen sowie verkettungsfähigen Industrierobotern bzw. Manipulatoren durch Firmen aus dem NSW aber auch aus dem SW (ČSSR) dem Anwender die Möglichkeit gegeben wird, die effektivste Lösung von Montage- bzw. Fertigungsproblemen individuell zu finden. Diesem Trend ist auch in der DDR verstärkt zu folgen. Ansätze sind u.a. im Kombinat Nachrichtenelektronik mit dem Beginn der Entwicklung einer flexiblen Montagezelle gegeben.
Weiterhin wurden Ausführungen zu einzelnen vorgestellten Lösungen gemacht.

Hirsch, C.

Konzeption und Einführungsstrategie kleiner digitaler Zentralen mit Vorfeldeinrichtungen in postalischen Netzen

Die Vorfeldeinrichtung VfE 3/12 wird im Zusammenwirken mit der kleinen digitalen Fernsprechnetzzentrale OZ 100 D zur besseren Ausnutzung des Anschlußleitungsnetzes und zur Erhöhung der Anzahl der Anschlußmöglichkeiten der OZ 100 D eingesetzt. Die VfE 3/12 ist ein ferngespeister, ferngesteuerter Konzentrator, der den Betrieb von 12 Privatanschlüssen über 3 Anschlußleitungen ermöglicht. Der Austausch der Steuersignale zwischen der OZ 100 D des VfE 3/12 erfolgt mit MFC.
Es wurde über die bisherigen Einsatzerfahrungen berichtet. Die Deutsche Post beabsichtigt, die Vorfeldeinrichtungen, die sich z.B. in Wohnhäusern im Treppenhaus oder an anderen geeigneten trockenen Stellen installieren lassen, zukünftig in nennenswertem Umfang einzusetzen. Durch den im Vergleich zum Zweieranschluß anderen Konzentrationsgrad muß das Anschlußleitungsnetz in Teilnehmernähe anders ausgelegt werden.
Sämtliche intelligenten Funktionen werden in der OZ 100 D realisiert, woraus eine sehr wirtschaftliche, raumsparende Lösung für die VfE 2/12 resultiert. Das Gehäuse hat die Abmessungen eines größeren Hausbriefkastens und ist montage- und wartungsfreundlich ausgeführt.

Wachtel, U.; George, L.

Konzeption eines Netzübergangs zwischen der datenfähigen Nebenstellenzentrale NZ 400 D und dem Paketdatennetz (IWU)

In den vergangenen Jahren wurde der Datenanschlußmodul der NZ 400 D vorgestellt. Er realisiert ein innerbetriebliches synchrones, leitungsvermitteltes Datennetz mit der Endgeräteschnittstelle X. 21. Die Errichtung eines paketvermittelten Datennetzes durch die Deutsche Post macht eine Nutzung des Datenteils der NZ 400 D als Daten-Nebenstellenanlage zweckmäßig. Die Verkehrskonzentration durch die Nebenstellenanlage ermöglicht mehreren Rechnern bzw. Terminals den Zugang zum Paketdatennetz.
Das zu lösende Sachproblem ist der Zugang von Datenendgeräten über ein leitungsvermitteltes Netz zum Paketdatennetz. Für öffentliche Netze und DEE, die im Paketmodus arbeiten, wird eine derartige Anordnung in der Empfehlung X. 32 beschrieben. Sie wird dem Realisierungskonzept zugrunde gelegt.
Die IWU wird an beiden Netzen teilnehmergleich, d.h. an NZ 400 D mit Schnittstellen X. 21 und am Paketdatennetz mit Schnittstelle X. 25, angeschaltet.
Die DEE im NZ-400-Bereich mit Zugang zum Paketnetz haben die Endgeräteschnittstellen X. 32 in der Variante Paketnetzzugang über CSPDN.
Es sind die Einwahl (X. 32-DEE über NZ 400 zu X.25) und die Auswahl (von X.25 über NZ 400 zu X.32-DEE) zu unterstützen. Dazu erfolgt eine Abbildung zwischen DEE-Rufnummer im NZ-400-Bereich und Subadresse auf X.25, Ebene 3.
Entsprechend den X.32-Prinzipien werden auf dem Verbindungsabschnitt zwischen X.32-DEE und IWU nach dem Aufbau der X.21-Wählverbindung, Ebene 2 und Ebene 3 entsprechend X.25 installiert. Damit steht auch im NZ-400-Bereich ein OSI-gerechter Netzdienst zur Verfügung.
Die IWU hat damit die X.32-Unterstützung durch die Paketvermittlungseinrichtung zu realisieren, die im Datennetz der DP nicht vorgesehen ist.
Die Realisierung der IWU als Gerät erfolgt mit dem Personalcomputer EC 1834, der je externer Schnittstelle mit einer Ergänzungsleiterkarte NIC-X ausgestattet wird. Das sind Einplatinenrechner auf der Basis U 880 mit serieller externer Schnittstelle.
Die Leiterkarten NIC-X bearbeiten die Funktionen der Ebenen 1 bis 3 der entsprechenden Netzschnittstelle. NZ-400-seitig sind also das X.21-Rufprotokoll und bei X.21-Zustand Datentransfer Ebene 1 bis 3 lt. X.25 zu unterstützen.
Die Zusammenarbeit mit Programmen, die auf EC 1834 unter DCP laufen, erfolgt nach den Prinzipien der Empfehlung X.213.
Als Steuerprogramm für die Echtzeitprozesse auf NIC-X wird ein von der AdW entwickelter Supervisor genutzt. Die abzuarbeitenden Programme der NIC-X werden im RAM abgelegt und beim Systemstart von externen Speichermedien des EC 1834 geladen. Diese Verfahrensweise ermöglicht eine vielseitige Verwendbarkeit dieses Leiterkartentyps.

Steinke, L.; Späte, H.

Konzeption des Kombinats Nachrichtenelektronik zur Entwicklung der Übertragungstechnik

Innerhalb von 15 Jahren hat die Erzeugnisgruppe Übertragungstechnik auf dem Gebiet der digitalen Übertragung eine Typenreihe von PCM-Systemen mit 30, 120 und 480 Fernsprechkanälen schrittweise entwickelt und in die Produktion übergeleitet. Dieser Stand wird dadurch gekennzeichnet, daß neben den PCM-Systemen für vorhandene Cu-Kabelleitungen insbesondere Systeme für das neue Medium Lichtwellenleiter hinzugekommen sind, indem über das 1. Fenster bei 850 nm eingestiegen wurde. Die Systemfamilie ist mit einer klassischen horizontalen Gerätekonstruktion ausgeführt worden. Entwicklungen auf dem Gebiet der analogen TF-Technik fanden in den letzten 10 Jahren mit der Niederkanaltechnik ihren Abschluß. Das Konzept der weiteren Entwicklung der Übertragungstechnik muß Lösungen u.a. zu folgenden Problemen bereithalten:

— Erneuerung der PCM-Systeme bis 480 Kanäle
— Erweiterung um Systeme für 1920 Kanäle
— Weitverkehrsfähige LWL-Systeme
— Erneuerung der Gerätekonstruktion
— vollständige Ablösung der TF-Technik durch die digitale Übertragungstechnik.

Die Entscheidungsvorschläge für Erzeugnisentwicklungen und Geräteproduktion müssen von der Erhöhung der ökonomischen Wirksamkeit des KNE ausgehen. Das ist der Maßstab für die weitere Vertiefung und Untersetzung der wissenschaftlich-technischen Konzeption zur Profilierung der Erzeugnisgruppe Übertragungstechnik.

Brardt, G.; Kube, E.

140-Mbit/s-LWL-Versuchssystem (PCM 1920)

Nachdem die erste Generation der 8- und 34-Mbit/s-Übertragungstechnik für Verbindungen im Nahbereich vom KNE gefertigt wird, steht jetzt die Aufgabe, schrittweise die Voraussetzungen für die Bereitstellung und den Einsatz von 140-Mbit/s-SM-LWL-Systemen für das Weitverkehrsnetz zu schaffen. Das gleiche trifft für digitale Multiplexeinrichtungen 4. Ordnung zu, die zur Bündelung der 1920 Fernsprechkanäle erforderlich sind. In Übereinstimmung mit zentralen Beschlüssen wurden deshalb im Rahmen zweier Themen sowohl ein 140-Mbit/s-SM-LWL-System als auch eine digi-

tale Multiplexeinrichtung im KNE bearbeitet. Die entstandenen Muster sind die Grundlage für die Durchführung erster Streckenerprobungen, deren Ergebnisse in die weitere Bearbeitung einfließen werden. Die Multiplexeinrichtung wurde auf der Grundlage der CCITT-Empfehlungen G. 751, G. 703 entwickelt. Das Muster füllt eine 240 mm breite EGSÜT-Etage und verbraucht eine Verlustleistung von etwa 70 W. Soweit wie möglich wurden für die gestellzentralen Einheiten Baugruppen der Systeme PCM 120 bzw. PCM 480 verwendet.
Der LWL-Trakt besteht aus den End- und Zwischeneinrichtungen. Die Regeneratorfeldlänge liegt bei entsprechenden Eigenschaften der Kabelanlage im Bereich 30 bis 40 km. Das System ist grundsätzlich auch für den Einsatz auf Gradientenfasern geeignet. Die Entwicklung der für den Weitverkehr erforderlichen Subsysteme war ein wesentlicher Bestandteil der Arbeiten. Zur Verfügung stehen ein Dienstkanal-Telefonsignal mit einer 32-kbit/s adaptiven-Deltamodulation, ein 2,4-kbit/s-ISM-Datenkanal und zwei Dienst-Datenkanäle mit 2,4 bzw. 9,6 kbit/s. Zu ihrer Übertragung erfolgt eine Zusammenfassung zu einem 48-kbit/s-Hilfssignal, mit dem der 192-kHz-Zwischenträger digital phasenmoduliert wird.

Wardenga, W.

Identifikation der Teilnehmeranschlußleitung

International wird der Stand der Technik bei der mikroelektronischen Realisierung der SLIC-Schnittstelle zwischen der analogen Teilnehmeranschlußleitung und der digitalen Vermittlungs- bzw. Übertragungstechnik durch den Einsatz von speziellen Signalprozessoren charakterisiert, die eine ökonomisch vorteilhafte Realisierung der Niedervoltkomponenten der BORSCHT-Funktionen (Codierung, Filterung und Hybridbalance) ermöglichen. Beide Lösungen zeichnen sich u. a. dadurch aus, daß zur Anpassung der SLIC-Schnittstelle an die Teilnehmerleitung anstelle der sonst üblichen Nachbild- und Balancenetzwerke programmierbare Digitalfilter verwendet werden. Durch die Programmierung der einstellbaren Filterkoeffizienten können wesentliche Parameter des SLIC (Eingangswiderstand, Rückhördämpfung, Übertragungscharakteristik im Sprachband) in Abhängigkeit von den Leitungseigenschaften durch den Anwender beeinflußt und optimiert werden. Zur Bestimmung eines geeigneten Koeffizientensatzes sind Kenntnisse über die elektronischen Eigenschaften der Teilnehmeranschlußleitung erforderlich, die (in Analogie zur Dimensionierung der *RC*-Kompromißnetzwerke) aus nichtteilnehmerspezifischen Näherungsmodellen für die Leitung bestimmt werden können. Im Interesse einer teilnehmerindividuellen Leitungsanpassung entsprechend den Leistungsmöglichkeiten der Signalprozessoren sind jedoch auch meßtechnische Verfahren zur Leitungsidentifikation denkbar.
Es wurden erste theoretische und experimentelle Ergebnisse zur meßtechnischen Identifikation der Teilnehmeranschlußleitung vorgestellt. Als Meßwerte werden je ein Block von Sende- und Empfangsdaten an den PCM-Ports des SLIC verwendet, aus denen über ein LMS-Identifikationsverfahren eine Schätzung der Übertragungsfunktion des Systems SLIC-Leitung vorgenommen wird, anschließend wird daraus der Einfluß der im SLIC enthaltenen Tiefpaßfilter eliminiert.
Die experimentellen Untersuchungen wurden am SLAC-Schaltkreis Am 7901 durchgeführt, der zur Aufnahme der Meßdaten über ein K-1520-Interface mit einem Laborrechner gekoppelt wurde.

Schade, P.; Schmölling, F.

PCM-Multiplexeinrichtung des Systems PCM 30 III

Mit der PCM-Multiplexeinrichtung (PME) des Systems PCM 30 III wurde das Grundsystem einer neuen Generation der digitalen Systemhierarchie der Übertragungstechnik vorgestellt. Grundlage der Systemrealisierung ist die CCITT-Empfehlungsserie G 700.
Die PCM-Multiplexeinrichtung ist durch folgende Systemmerkmale charakterisiert:
- Realisierung einer dezentralen Struktur auf der Basis der Einzelkanalcodierung auf den zugeordneten Kanalkarten mit Integration der vermittlungstechnischen Kennzeichenübertragung.
- Möglichkeit der flexiblen Nutzung der 64-kbit/s-Zeitkanäle für 64-kbit/s-Datenkanäle
- Anwendung eines neuen Konstruktionssystems der Schmalgestellbauweise
- Einsatz leistungsarmer Schaltkreistechnologien, anwenderspezifischer Schaltkreis (ASIC) und MR für die Steuerung des Ablaufes der Kennzeichenübertragung
- Einsatz der SMD-Technik als Voraussetzung für eine rationelle Fertigung.

Die PCM-Multiplexeinrichtung wird in zwei vertikalen Gestelleinschüben realisiert und kann zum Beispiel zusammen mit Endeinrichtungen des Leitungstraktes in den Schmalgestellen des neuen Konstruktionssystems SGB untergebracht werden. Die Komplettierung erfolgt mit einem zusätzlichen Gestelleinschub Zentralgefäß für Funktionen der Überwachung, Signalisierung und Dienstverkehr. Die Multiplexeinrichtung ermöglicht in üblicher Weise die Übertragung von 30 Fernsprechkanälen, wobei an Stelle der Fernsprechkanäle Datenkanäle nach CCITT G 703 betrieben werden können. Die Einrichtung enthält alle Funktionen der Überwachung und Fehlersignalisation mit den Anschlußleitungen der Alarmmeldung im Kopfteil des Gestells sowie der Gestellreihe.
Die optimierte Konzeption der PCM-Multiplexeinrichtung, die Anwendung einer neuen Konstruktion der Schmalgestellbauweise sowie neue technologische Merkmale bieten für die Anwendung verbesserte Leistungsparameter, verringertes Kanalvolumen und kleineren Leistungsbedarf.

Rast, H.

Leitungseinrichtung des Systems PCM 30/III

Das System PCM 30/III ist die Nachfolgeeinrichtung des Systems PCM 30/II. Für diese Einrichtung wurden völlig neue konstruktive und elektrische Lösungen gefunden. In diesem Zusammenhang wurde auch die Bezeichnung in LE 2S (Leitungseinrichtung 2 Mbit symmetrisch) geändert.
Konstruktiv sind die Amtseinrichtungen in einem Schmalgestell (Nennbreite 120 mm) untergebracht. Ein Schmalgestell mit der Nennhöhe 2300 mm kann die Endeinrichtungen für 12 Trakte einschließlich Stromversorgung und Fernspeisung aufnehmen. Die genormte D2-Schnittstelle und die eigenständigen Endeinrichtungen ermöglichen somit auch die Verwendung für eine digitale Vermittlungseinrichtung. Der Zwischenregenerator für zwei Richtungen konnte auf einer Leiterkarte mit den Abmessungen 100 mm × 170 mm untergebracht werden. Hierfür waren bisher 2 Leiterkarten 160 mm × 170 mm erforderlich.
Elektrisch bestimmend ist die einheitliche Verwendung des Schaltkreises 10 I 277 (XR-C 277) für End- und Zwischenregeneratoren. Der Wert des Fernspeisestromes wurde bei 50 mA belassen. Ein Zwischenregenerator benötigt jedoch nur noch etwa 200 mW. Für die Überwachung der Systemeigenschaften enthalten die Endregeneratoren Schaltkreise, die Codefehler $\geqq 10^{-5}$ und $\geqq 10^{-3}$ anzeigen.
Weiterhin stehen drei teilweise integrierte Überwachungssysteme zur Auswahl:
- das bekannte Frequenzverfahren
- das Schleifenverfahren, hierbei können durch ein entsprechendes Bitmuster nacheinander Schleifen in den Zwischenregeneratoren geschlossen und so deren Übertragungseigenschaften geprüft werden;
- das Codefehlerüberwachungssystem (CFÜ), hierbei handelt es sich um ein eigenständiges rechnergestütztes System. Sein besonderer Vorteil ist die Kontrollmöglichkeit während des Betriebes.

Stange, H.; Hädrich, W.

Stand und aktuelle Aufgaben der Einführung der Aufsetztechnologie im Kombinat Nachrichtenelektronik

Ausgehend vom internationalen Stand der Einführung der Surface Mounted Technology (SMT) und dem Staatsauftrag „Aufsetztechnologie" wurden die sich für das KNE ergebenden Aufgaben abgeleitet. Die Einsatzkonzeption „Einführung der Aufsetztechnologie im KNE" wurde beschrieben. Dabei wurden die SMT-Schwerpunktbetriebe und -erzeugnisse vorgestellt.
Die z. Z. laufenden technologischen Themen zur Einführung der SMT und die technologische Basis sind ein Schwerpunkt, wobei gezeigt wurde, daß einerseits Typentechnologien erarbeitet werden müssen, andererseits aber, auf Grund der Spezifik der angewendeten Bauelemente (SMD), der verschiedensten LP-Typen und vor allem der Ausrüstungen, in jedem Betrieb ein Verfahrensthema durchgeführt werden sollte.
Einheitlich bzw. zentral zu bearbeitende Themen wurden herausgearbeitet und eine koordinierte Herstellung von Ratiomitteln zur Einführung der SMT erläutert.
Insbesondere wurden die Aktivitäten des KNE zur Entwicklung und zum Bau einer DDR-eigenen Bestückungstechnik und der Stand des Aufbaus des BAC 02/4000-Musters dargestellt. Mit der Aufsetztechnologie unmittelbar verknüpfte Komplexe wie Leiterplattenkonstruktionsrichtlinien, BE-Basis, Hilfsmittel, Prüfstrategien und rechnerverknüpfte Produktion wurden betrachtet und die Aufgabe an Entwickler und Konstrukteure gestellt, die Aufsetztechnologie noch verstärkter in Erzeugnissen des KNE einzuführen.

Vogel, W.

Endmeßsystem für kleine digitale Vermittlungszentralen

Die Überleitung und Fertigung von Geräten der digitalen Vermittlungstechnik erfordert auch auf dem Gebiet der Meßtechnologie neue Prüftechnik. Das betrifft insbesondere den Bereich der Fertigungsendprüfung kompletter Zentralen. Da der Entwicklungsaufwand für ein Endmeßsystem erheblich ist, wurde von Anfang an auf maximale Universalität und Flexibilität geachtet. Mit dem geschaffenen Endmeßsystem für vermittlungstechnische Anlagen lassen sich folgende Hauptanwendungen realisieren:

— Einsatz zur Fertigungsprüfung kompletter Zentralen OZ 100 D und NZ 96 D mit vorgegebenen Prüfprogrammen und Abläufen

— Einsatz zur Untersuchung, Erprobung und Überprüfung durch TKO (G) und Meßtechnologie (TM), d. h. dialogorientierte Änderung von Meßplatzparametern.

Der Einsatz in diesen Bereichen wurde durch

— Überprüfung von vermittlungstechnischen Parametern an den für diese Anlagen typischen Schnittstellen (Anschlußleitungen und Verbindungsleitungen)

— Simulation von „Signalspielen" an diesen Leitungen

— Aufnahme von Signalwechseln auf diesen Leitungen

— Belastung des Prüflings durch die Möglichkeit des automatischen Verbindungsauf- und -abbaus (Anrufsimulation) während der Messung

— schrittweise Inbetriebnahme der Zentrale bei der Erstbestückung, indem Testprogramme in die Anlage geladen und dort abgearbeitet werden

— Dialogfähigkeit von Systemprogrammteilen des Endmeßsystems erreicht.

Köhler, J.; Mischke, W.

Teilautomatische Montage- und Prüfprozesse am Beispiel des Infrarot-Fernbediensenders Selektron S 04

Am Beispiel des neuen Fernbediensenders S 04, der 1988 in die Produktion gegangen ist, wurde dargestellt, wie bei zielgerichteter paralleler Gemeinschaftsarbeit zwischen der Entwicklung, der Konstruktion, der Technologie und dem Rationalisierungsmittelbau in recht kurzer Zeit ein technologisches Projekt entstehen kann, das den heutigen Bedingungen der Mechanisierung und Automatisierung entspricht. Es wurde gezeigt, wie Geräte „robotergerecht" konstruiert werden können, wenn bis zum letzten Detail das Fertigungsprojekt parallel mitbearbeitet wird.

Eine automatische Montage einschließlich der automatischen Vor- und Endprüfung ist ein schwieriger Prozeß, der hohe Anforderungen an die konstruktive Gestaltung des Gerätes stellt. Für den Montageprozeß, für den Aufbau und die Realisierung wurden Prämissen gesetzt, die bei der Bearbeitung des Gerätes eingehalten werden müssen.

Richter, L.

Internationale ASIC-Entwicklungen

Die Mikroelektronik als Schlüsseltechnologie der 80er Jahre hat sich stark auf die vielseitigen Forderungen der Geräteindustrie eingestellt und die anwenderspezifischen Schaltkreise (ASIC = Application Specific Integrated Circuit) werden immer bedeutungsvoller für eine effektive Entwicklungsarbeit. Eine Fülle von Entwurfsmethoden und dementsprechende CAD-Systeme bestimmt das internationale Niveau auf dem ASIC-Sektor. Die traditionellen universellen Schaltkreisbaureihen werden systematisch zurückgedrängt. Mit der Ankündigung, und in letzter Zeit durch konkrete Beispiele nachgewiesen, von Fehlertoleranz, Flexibilität der Funktion, Adaptionsfreundlichkeit und Minimalkosten werden die neuen Bauelementekonzeptionen propagiert.

Es wurde aus der Menge der vorliegenden Literatur eine schwerpunktmäßige Auswahl getroffen und charakteristische Entwicklungen (PLD, LCA, GA, STAZ) wurden hinsichtlich ihrer Zukunftsträchtigkeit untersucht.

Buchelt, A.

Schaltkreisentwurf für die Nachrichtentechnik

Die moderne digitale Nachrichtenelektronik ist ohne nachrichtenspezifische Schaltkreise nicht mehr denkbar.

Das Kombinat Nachrichtenelektronik verfügt über ein Schaltkreissortiment für die in Einführung befindliche 1. Generation der digitalen Vermittlungstechnik und der PCM-30-Übertragungstechnik. Dazu wurden fast alle in der DDR verfügbaren Halbleitertechnologien und Entwurfssysteme angewendet. Ausgehend von diesen im Schaltkreisentwurfszentrum des ZFTN vorliegenden Erfahrungen, insbesondere zum CMOS-Gate-Array-System U 5200, CMOS-Standardzellenentwurfssystem U 1500, bipolaren ISA-Entwurf und zum Vollkundenschaltkreisentwurf wurde insbesondere die Arbeitsteilung zwischen Geräteentwickler, Schaltkreisentwerfer und Halbleiterindustrie dargestellt.

Als Ausblick auf die Weiterentwicklungen bis 1990 wurden die Hauptkenndaten der in Entwicklung befindlichen Systeme Gate-Array U 5300 und Standardzelle U 1600 erläutert sowie Möglichkeiten der Teilbearbeitung des Gate-Array-Systems U 5200 auf dem EC 1834 dargestellt.

Die als internationale Tendenz erkennbare Vereinheitlichung von ASIC- und Leiterplattenentwurfssystemen auf der Basis leistungsfähiger Workstations wurden in ihren Auswirkungen diskutiert.

NaK 59 *G. Barth*

3. IFAC-Workshop „Echtzeitprogrammierung" „Real Time Programming"

a) 18. bis 20. Oktober 1989
b) Berlin
c) Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik in der KDT
d) • Software engineering in real-time programming
 • Specifications of real-time software systems
 • Languages for real-time programming
 • Programming methodologies and environments for real-time systems
 • Parallel computers in real-time application
 • Expert systems for real-time applications
e) Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik in der KDT, Clara-Zetkin- Str. 115/117, Berlin, DDR—1086

12. Wissenschaftlich-Technische Konferenz „Automatisierungssysteme"

a) 16. bis 17. November 1989
b) Magdeburg
c) Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik in der KDT
d) • Automatisierungssysteme
 • Kommunikationssysteme
 • LAN und Feldbussysteme und Möglichkeiten ihrer Kombination
 • Neue gerätetechnische Lösungen für Automatisierungsanlagen auf der Basis von 16-bit-Systemen in Kopplung mit technischen Prozessen
 • ASIC-Anwendung in der Automatisierungstechnik
e) Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik in der KDT, Clara-Zetlin-Str. 115/117, Berlin, DDR—1086

2. Lichtwellenleitertagung

Die schnelle Entwicklung auf dem Gebiet der Technologien, der Bauelemente und der Systeme der optischen Informationstechnik läßt es zweckmäßig erscheinen, die 1987 erstmalig durchgeführte Tagung „Lichtwellenleitertechnik" periodisch fortzuführen. Die 2. Lichtwellenleitertagung ist RGW-offen:

a) voraussichtlich vom 30. Januar bis 1. Februar 1990[1])
b) Karl-Marx-Stadt
c) Wissenschaftliches Komitee, aus Vertretern der Industrie, der Akademie der Wissenschaften und der Hochschulen der DDR
d) Gesamtkomplex der Lichtwellenleiter-Bauelemente, -Theorie und -Systemanwendungen. Neben den eingereichten Vorträgen werden Übersichtsvorträge zu Schwerpunktthemen gehalten werden. Tagungssprachen sind Deutsch, englisch oder Russisch.
e) Vortragsangebote sind unverzüglich (unveröffentlichte Originalbeiträge; Kurzfassung von 20 Zeilen mit klarer Inhaltsangabe; Vortragsdauer etwa 15 Minuten) an die Organisationsleitung zu richten: Technische Universität Karl-Marx-Stadt, Sektion Physik/Elektronische Bauelemente
 2. Lichtwellenleitertagung, PSF 964, Karl-Marx-Stadt, DDR — 9010

Die Autoren werden bis 30. 6. 1989 über die Annahme ihrer Vorträge informiert. Die Manuskripte sind bis zum 15. September 1989 reproduktionsfähig einzureichen und werden in einem Tagungsband zur Verfügung stehen.

---

[1]) a) Termin, b) Veranstaltungsort, c) Veranstalter, d) inhaltliche Schwerpunkte

Verfahren zur Herstellung von Feinstleiterbahnen in Dickschichttechnik

DD-WP:	265 508
Int.-Cl.:	H 05 K 3/12
Anmeldetag:	02. 10. 87
Anmelder:	VEB Keramische Werke Hermsdorf

Gegenwärtig ist es mit Siebdruck möglich, Leiterbahnbreiten bzw. -abstände bis minimal 150 μm zu erreichen. Aus den Patenten DD-PS 213356 und der DE-OS 3 245272 ist die Laserstrukturierung von Dickschichtleiterbahnen bekannt. Dabei können Leiterbahnabstände bzw. -breiten von 60 μm bzw. 50 μm erreicht werden. Die Laserbearbeitung ist allerdings in diesen Fällen sehr aufwendig, da sie zweimal durchgeführt werden muß und noch ein Waschprozeß notwendig wird, um die Materialreste in der Laserspur zu beseitigen.
Ebenfalls bekannt ist die Herstellungstechnologie der Leiterbahnen, die nach dem Drucken ein Trocknen und Einbrennen vorsieht. Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein Verfahren zur Herstellung von Feinstleiterbahnen in Dickschichttechnik zu schaffen, wobei Leiterbahnbreiten bzw. -abstände von 50 μm erreicht werden sollen.
Auf ein Trägersubstrat oder auf eine breite vorhandene Schicht werden mit Siebdruck Leiterbahnen aufgebracht, die getrocknet und eingebrannt werden.
Erfindungsgemäß werden die Leiterbahnen zunächst nur in ihrer Grobstruktur gedruckt. Dann wird ein den Charakter eines Vorbrennens tragender Trockenvorgang nur bei erhöhten Temperaturen, insbesondere im Bereich zwischen 175 und 200 °C, durchgeführt. Anschließend wird eine an sich bekannte Laserstrukturierung mit einer Laserleistung im Bereich von 0,7 bis 0,9 W realisiert. Abschließend wird der Einbrennprozeß für die Leiterbahnstruktur vollzogen, wobei eine Spitzenbrenntemperatur erreicht wird, deren Wert 85 bis 95% der Schmelztemperatur des Leiterbahnmaterials entspricht.
Zur Erfindung gehört, daß die Spitzenbrenntemperatur für mindestens 10% der Gesamtbrennzeit gehalten wird. Es ist weiterhin zweckmäßig, die Grobstruktur von Leiterbahnbereichen nur dort zu drucken, wo die Siebdrucktechnik es nicht zuläßt, qualitätsgerechte Feinstrukturen zu realisieren.

NaP 141

Schaltungsanordnung zur Vermittlung von PCM-Kanälen

DE-OS:	37 20 644
Int.-Cl.:	H 04 Q 11/04
Anmeldetag:	23. 06. 87
Anmelder:	ANT Nachrichtentechnik GmbH, DE

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Vermittlung von PCM-Kanälen im Basisband, wobei die an n Eingangsports ankommenden seriellen zu vermittelnden Daten blockweise parallelgewandelt, in einem Speicher zwischengespeichert und nach dem Auslesen wieder serialisiert n Ausgangsports, die jeweils einer oder mehreren Zieladressen zugeordnet sind, zugeführt werden. Sie ist dadurch gekennzeichnet, daß eine erste Zwischenspeicherung der parallelisierten Datenblöcke in n-ten n Eingangsports zugeordneten Eingangsregistern R erfolgt, daß anschließend eine zweite Zwischenspeicherung in einem RAM-Speicher so erfolgt, daß die Datenblöcke nacheinander entsprechend ihrer Eingangsreihenfolge unter einer Speicheradresse, die sequentiell hochgezählt wird (Inkrementbildung), eingeschrieben werden und daß die Datenblöcke nach Maßgabe der in der Zieladresse enthaltenen oder der Zieladresse zugeordneten Nummer des Ausgangsports bzw. der Zeitlage ausgelesen und wiederum in n Ausgangsregistern R zwischengespeichert werden, die jeweils den n Ausgangsports zugeordnet sind.
Die in der Literatur dargestellten Lösungen sind zum Teil so nicht realisierbar und zum Teil sehr aufwendig, wobei ein Steuerrechner erforderlich ist.
Der Erfindung lag die Aufgabe zugrunde, eine Schaltungsanordnung der eingangs genannten Art anzugeben, die eine Steuerung ohne großen Aufwand hat.
Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung weist die Vorteile auf, daß sie lediglich eine aufwandsarme Steuerung benötigt, daß sie einen hohen Datendurchsatz gewährleistet, daß sie modular erweiterbar ist, daß sie hoch zuverlässig zu arbeiten im Stande ist und daß sie sowohl bei Leitungs- als auch bei Paketvermittlungen zu verwenden ist. Sie gestattet eine blockierungsfreie Vermittlung an PCM-Kanälen im Raum- und Zeitbereich.

NaP 145

Verfahren zur Konfiguration und Anordnung eines ringförmigen Übertragungsnetzes

DE-OS:	38 21 636
Int.-Cl.:	H 04 B 3/00
Anmeldetag:	27. 06. 88
Anmelder:	Hitachi, Ltd., Tokio, JP

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Konfiguration und eine Anordnung eines ringförmigen Übertragungsnetzes mit aktiven Leitungskonzentratoren. Die Aufgabe wird dadurch gelöst, daß eine Abschlußschaltung, deren Impedanz gleich dem Wellenwiderstand der Ringübertragungsleitung ist, eine Signalerfassungseinrichtung und eine Steuerung zum Verbinden und Trennen der Signalübertragungsleitung von der Signalerfassungseinrichtung sowie von der Abschlußschaltung vorgesehen sind. Wenn die Übertragungsleitung aufgetrennt ist, ist die Abschlußschaltung mit der in Übertragungsrichtung abgehenden Seite der abgetrennten Übertragungsleitung und die Signalerfassungseinrichtung mit der in bezug auf die Übertragungsrichtung ankommenden Seite der aufgetrennten Übertragungsleitung verbunden.
Zum Steuern von Verbinden und Abtrennen der Signalerfassungseinrichtung und der Abschlußschaltung mit und von der Übertragungsleitung ist ein Relais vorgesehen. Bei normalen Betriebsbedingungen bewirkt das Relais das Abtrennen der Signalerfassungseinrichtung und der Abschlußschaltung von der Ringübertragungsleitung. Das heißt, daß das Relais über seine Kontakte ein durch die Übertragungsleitung fließendes Signal durchläßt und dadurch die Ringübertragungsleitung herstellt. Andererseits steuert der Leitungskonzentrator beim Auftreten eines Fehlers auf der Ringübertragungsleitung das Relais so, daß die Ringübertragungsleitung aufgetrennt und umgeschaltet wird, um den fehlerhaften Teil auszuschalten. Zusätzlich werden die Signalerfassungseinrichtung und die Abschlußschaltung jeweils mit den oberhalb und unterhalb liegenden Ringsegmenten der aufgetrennten Übertragungsleitung verbunden. Auf diese Weise können unerwünschte Signalverluste bei normalen Betriebsbedingungen verhindert und die unerwünschte Signalreflexion und das Übersprechen in der wegen eines aufgetretenen Fehlers aufgetrennten Übertragungsleitung verringert werden, so daß eine Fehlfunktion des ringförmigen Übertragungsnetzwerks verhindert und die Zuverlässigkeit der Signalübertragung über das ringförmige Übertragungsnetz erhöht werden kann.

NaP 147

Einrasthilfsschaltung für eine frequenz- und phasensensitive Phasenregelschleife mit aktivem Tiefpaß zur Sicherstellung der Anfangssynchronisierung

DD-WP:	265 503
Int.-Cl.:	H 03 L 7/10
Anmeldetag:	02. 10. 87
Anmelder:	VEB Robotron-Elektronik Dresden

Die Erfindung betrifft eine Einrasthilfsschaltung mit einem retriggerbaren Zeitglied, insbesondere einem retriggerbaren Univibrator, dessen Triggereingang mit dem Eingang der Einrasthilfsschaltung verbunden ist.
Erfindungsgemäß ist der Ein-/Ausschaltsteuereingang eines Impulsgenerators am Ausgang des retriggerbaren Zeitglieds angeschaltet und der Ausgang des Impulsgenerators an den einen Eingang eines OR-Gatters geführt, dessen anderer Eingang mit dem Eingang der Einrasthilfsschaltung in Verbindung steht. Dabei ist der Steuereingang der Phasenregelschleife an dem Ausgang des OR-Gatters angeschlossen. Bei einer beliebigen Anzahl aufeinanderfolgender Impulsausfälle wird der Impulsgenerator als frei schwingender Oszillator ausgeführt.
Sofern gewährleistet werden kann, daß jeweils nur maximal ein Impuls ausfällt, ist es zweckmäßig, als Impulsgenerator einen Univibrator einzusetzen.
Sofern die Einrasthilfsschaltung nach erfolgtem Einrasten der Phasenregelschleife unwirksam gemacht werden soll, ist es zweckmäßig, den Impulsgenerator mit einem Sperreingang zu seiner Außerbetriebsetzung zu versehen.
Das retriggerbare Zeitglied wird durch die Vorderflanken der Impulse am Eingang der Einrasthilfsschaltung getriggert. Solange kein Impuls in der Impulsfolge fehlt, bleibt der Impulsgenerator infolge der Retriggerung des Zeitglieds ausgeschaltet. Fehlt ein Impuls, dann kippt das Zeitglied eine bestimmte Zeit nach der fehlenden Impulsvorderflanke zurück, wodurch der Impulsgenerator eingeschaltet wird und sofort einen Ersatzimpuls bereitstellt, dessen

Fortsetzung auf Seite 237

Buchbesprechungen

Programmieren mit C

Von *M. Clauß* und *G. Fischer*
Reihe Technische Informatik
Berlin: Verlag Technik 1988. 1. Auflage.
239 Seiten, 14 Bilder, 24,— M

In der Fachbuchreihe „Technische Informatik" des VEB Verlag Technik erschien mit dem vierten Band unter dem Titel „Programmieren mit C" ein für einen breiten Anwenderkreis wertvolle Hilfs- und Arbeitsmittel. In sowohl bemerkenswerter als auch wohltuender Art und Weise hat hiermit der Verlag Technik auf aktuelle Entwicklungen in der Softwaretechnologie reagiert. Dafür wird dem Verlag von Einsteigern in C aber auch von erfahrenen Programmierern Dank ausgesprochen werden. Denn neben der umfassenden Darstellung der sprachlichen Mittel und Konzepte von C besticht das Buch durch seine methodisch als Lehrtext konzipierte und aufbereitete Darstellungsweise. Die den Lehrtext sowohl unterstützenden als auch unterstreichenden Übungsaufgaben, die zugleich auch zur konkret praktischen Arbeit anregen, ermöglichen demonstrativ das Erlernen von C im Selbststudium. Leider werden die Lösungen zu den gestellten Aufgaben nur angeboten und nicht schrittweise erarbeitet.
Das Buch vermittelt die Programmiersprache C in drei Kapiteln und einem sehr umfangreichen Anhang. Die drei Kapitel reflektieren die allgemeingültige Herangehensweise an das Erlernen einer Programmiersprache. Im ersten Schritt wird die Syntax der Sprache erlernt. So enthält das erste Kapitel Grundsätzliches. Damit sind schnell Voraussetzungen gegeben, um erste praktische Programmierübungen zu bestehen, ohne daß vom Compiler unsinnige Ausdrücke abzuweisen wären. Mit einer großen Anzahl von beispielhaften Programmsequenzen ist das zweite Kapitel der Darlegung des Sprachkonzeptes von C gewidmet. Nach diesem Schritt ist dem Leser klar, welche Bedeutungen der Übersetzer korrekt gebildeten Sprachkonstrukten zuordnet. Der dritte logische Schritt, nunmehr einen der Sprache angemessenen Programmierstil zu entwickeln, d.h. die Herausbildung der nicht immer leicht zu beherrschenden Fähigkeit oder vielmehr Kunst, klare und korrekte Programme zu schreiben, wird dem Leser selbst überlassen.
Dazu werden aber dem Nutzer dieses Buches im folgenden dritten Kapitel verschiedene Aspekte der Anwendung von C vermittelt. So werden die E/A-Standardbibliothek als Mittel zur Erzielung von Portabilität der entwickelten Softwareprodukte und der Präprozessor vorgestellt. Schließlich gehen die Autoren in diesem Kapitel noch auf die Systemschnittstelle zum Betriebssystem ein. An Hand von Beispielen für eine systemnahe Bedienung werden Systemfunktionen dargestellt, mit denen der Programmierer Dienste der jeweiligen Betriebssystemumgebung in Anspruch nehmen kann.
Der sehr umfangreiche Anhang von 54 Seiten bietet eine Zusammenfassung über C-Syntax in erweiterter Backus-Naur-Notation, eine Übersicht über die Funktionen und Hakros der Standardbibliothek, eine kurze Erläuterung des UNIX-Tools „lint" sowie eine Beschreibung der aus internationalen Standardisierungsbestrebungen resultierenden Erweiterungen und Änderungen von C gegenüber der Sprachdefinition von „Kernighan & Ritchie". Das Buch wird sich zum einen als Lehrbuch bei Einsteigern in C, die sich möglichst einfach und schnell in diese Programmiersprache einarbeiten wollen, und zum anderen als Nachschlagwerk bei versierten Programmierern etablieren.

NaB 819 — *I. Schreiber*

Formelsammlung zur Numerischen Mathematik mit PASCAL-Programmen

Von *G. Engeln-Müllges* und *F. Reutter*
Mannheim, Wien, Zürich: Bibliographisches Institut, 1985
359 Seiten, kartoniert

Diese Formelsammlung ist in erster Linie für Ingenieure aller Fachrichtungen, aber auch für Physiker und Informatiker als Unterlage für wichtige Standardmethoden der Numerischen Mathematik gedacht. Im einzelnen werden folgende Bereiche berücksichtigt: Algebraische und transzendente Gleichungen, lineare und nichtlineare Gleichungssysteme, Eigenwertaufgaben bei Matrizen, Approximation und Interpolation ein- und zweidimensionaler Splines und Differentation bzw. Integration von Anfangswertaufgaben gewöhnlicher Differentialgleichungen. Zu dem im Textteil gegebenen Algorithmen wird im Aushang eine Zusammenstellung von PASCAL-Programmen (Verison USCD-PASCAL 4.0) gegeben. Die Darstellung ist sehr übersichtlich und leicht verständlich gehalten und daher auch mit wenig Vorkenntnissen gut lesbar.

NaB 841 — *G. Wunsch*

Chaos in dynamischen Systemen

Von *A. Kunick* und *W. H. Steeb*
Mannheim, Wien, Zürich: Bibliographisches Institut 1986
172 Seiten, zahlr. Bilder, kartoniert

Das Buch ist für Studenten mit Grundkenntnissen der Physik und Mathematik geschrieben, wie sie in Querschnittsvorlesungen der Hoch- und Fachschulen in den ersten Semestern geboten werden. Es ist eine leichtverständliche Einführung in die aktuelle Theorie der chaotischen Vorgänge in einfachen Systemen.
Behandelt werden zunächst die verschiedenen Definitionsmöglichkeiten für chaotisches Verhalten, das in zwei nachfolgenden Abschnitten für zeitdiskrete und zeitkontinuierliche Systeme (Hamilton-Systeme) an zahlreichen Beispielen genauer untersucht wird. Die vier letzten Kapitel sind hauptsächlich dem Studium von Grenzzyklen vorbehalten, wobei sowohl dissipative Systeme als auch Systeme mit periodischen äußeren Störungen erläutert werden.
Für alle an neuen naturwissenschaftlichen Ideen Interessierten ist das Buch eine sehr gute erste Einführung.

NaB 842 — *G. Wunsch*

Rechnerstrukturen

Verhaltensbeschreibung und Entwurfsebenen
Eine Einführung für Elektrotechniker und Informatiker
Von *K. Lagemann*
Berlin: Springer-Verlag 1987
295 Seiten, 441 Bilder, broschiert

Der Haupttitel „Rechnerstrukturen" läßt vermuten, daß der Hauptanteil der Diskussion der inneren Gliederung und der damit verbundenen Relationen zwischen den Funktionsgruppen verschiedener Rechnertypen ausmacht. Gerade das aber nimmt nur wenig Platz ein, bzw. wird im wesentlichen nur an Hand zweier Demonstrationsrechner DEMOCOM 1 und 2 behandelt.
Bei der ersten groben Durchsicht des Buches stellt man etwas verwundert fest, daß auf den letzten 120 Seiten (= 40% der Gesamtseitenanzahl) die Grundlagen der elektrischen Schaltungstechnik und die Grundlagen der Halbleiter- bzw. Transistorschaltungen dargestellt werden. Die anderen Abschnitte haben folgenden Inhalt:

1. Nachrichtendarstellung und Nachrichtenebenen (7%); 2. Die Hauptblockebene (4%); 3. Die Registertransferebene (12%); 4. Die Schaltwerkebene (32%).

Im Vorwort erhält man die Aufklärung für das Vorgehen des Autors. Er hat es sich zur Aufgabe gemacht, Elektrotechniker und angehende Informatiker von einer übergeordneten Betrachtungsweise ausgehend in die Denkweisen für Analyse und Entwurf von Rechnerbaugruppen einzuführen und benutzt als Rahmen dazu die beiden genannten Demonstrationsrechner. Hierzu hat er die Gliederung des Buches so strukturiert, daß er bei der Erläuterung der Wirkungsweise des Rechners von der Gesamtheit zum Einzelnen geht, wobei die Abschnitte des Buches den oben zitierten Entwurfsebenen entsprechen. Mit der Top-Down-Methode will der Autor den Leser „ein wenig nötigen, seine Gedanken ausschließlich auf die jeweilige Ebene zu konzentrieren".
Nun sind aber die Funktionsgruppen der nächst niederen Ebene die Elemente der in der Rangordnung folgenden Ebene, und man kann nichts erklären, wenn man nicht wenigstens das Input/Output-Verhalten der verwendeten Elemente kennt. Anfänger haben dann manchen abrupt eingeführten Begriff zu verkraften. Der Autor gibt aber auch zu erkennen, daß es einen effektiven Top-Down-Entwurf ohne Kenntnisse der Elemente einer Ebene nicht gibt, er muß manches Zugeständnis an das Vorausblicken

---

Fortsetzung von Seite 236

Rückflanke zeitlich mit der fehlenden Impulsrückflanke zusammenfällt. Der Impulsgenerator erzeugt solange Ersatzimpulse mit gleicher Frequenz wie die Originalimpulsfolge, bis das Zeitglied durch die Vorderflanke des nächsten in der Originalimpulsfolge vorhandenen Impulses erneut getriggert wird und hierdurch den Impulsgenerator sofort, noch vor Generierung des nächsten Ersatzimpulses, abschaltet. Somit wird die Phasenregelschleife, trotz der Impulsausfälle in der Originalimpulsfolge, mit einer lückenlosen Impulsfolge konstanter Frequenz getriggert, wodurch sie zuverlässig einrastet. Die erfindungsgemäße Einrasthilfsschaltung hat somit einen breiten Anwendungsbereich, da für die Anzahl und Lage der Impulsfälle in der Orginalimpulsfolge keinerlei Einschränkungen bestehen.

NaP 144 — *D. Ufert*

in andere Ebenen machen und gibt dazu auch entsprechende Hinweise.
Die Darstellungsweise ist in der Beziehung vorteilhaft, daß der Leser in die Strukturierung des Gesamtproblems eingeführt, zum Denken in diesen Strukturebenen gezwungen wird und damit lernt, die gesamte Problematik von einem übergeordneten Standpunkt zu betrachten.
Ein weiterer Vorteil des Buches besteht darin, daß sich der Autor um eine möglichst einheitliche textuelle Beschreibung der Struktur der einzelnen Ebenen bemüht. Er lehnt sich hierbei an die Programmiersprache PASCAL an und schafft so die Grundlagen für eine CAD-gerechte Beschreibung der Anordnung der Elemente und ihrer Beziehungen zueinander. Die Einheitlichkeit dieser Darstellung ist in fast allen Ebenen recht hoch, nur in der Ebene der elektrischen Schaltungen gibt es verständlicherweise größere Eigenständigkeiten. Zusammenfassend kann folgendes festgestellt werden: Wenn es der lernende Leser schafft, den dargebotenen Stoff bis zur Seite 166 zu bewältigen, dann hat er recht fundierte Kenntnisse in Analyse und Entwurf kombinatorischer und sequentieller Schaltungen und weiß, wie die Demonstrationsrechner DEMOCOM 1 und 2 funktionieren. Dabei hat er den Befehlssatz, den Ablaufgraph, die Funktionsweise und den Aufbau der Register, Multiplexer, Decoder, Speicher, der ALU und des Steuerwerks auf der Ebene des Signalflußbildes und so viele Entwurfsregeln kennengelernt, daß er auch in der Lage sein müßte, ein anderes Rechnerkonzept auf diesen Ebenen von den Grundlagen her zu durchdenken.
Den Entwurf eines mikrorechentechnischen Schaltkreises dagegen, wird er auch nach den 120 Seiten der Darstellung der Ebene der elektrischen Schaltungen nur in den Anfängen erahnen können. Aber daran wird der Autor gar nicht gedacht haben, da das Buch, wie gesagt, eine Einführung ist, bei der der fachlich-theoretische Schwerpunkt in der Darstellung der Funktionselemente eines Rechners auf der Ebene des Signalflußbildes (Schaltwerksebene) liegt.

NaB 845 *J. Matschke*

Ton- und Fernsehübertragungstechnik und Technik leitergebundener BK-Anlagen

Von *H. Kenter* (Hrsg.)
Reihe Technik der Telekommunikation — TTKom Bd. 10
Heidelberg: R. v. Decker's Verlag, G. Schenck GmbH 1988.
330 Seiten, gebunden

Die Ton- und Fernsehübertragungstechnik hat in den letzten Jahrzehnten eine bedeutende wissenschaftlich-technische Entwicklung erfahren, die gekennzeichnet ist einerseits durch die Einführung der Stereophonie und des Farbfernsehens, andererseits durch den Übergang von der traditionell analogen zur digitalen Technik und der zunehmenden Bedeutung der Bewegtbildübertragung für neue Kommunikationsdienste, wie Videophon und Videokonferenz.
Das Buch ist in 3 Hauptabschnitte gegliedert. Im Abschnitt A wird die Tonübertragungstechnik beschrieben. Ausgehend von einem kurzen historischen Rückblick werden die Tonleitungstechnik mit audiofrequenter Tonsignalübergabe, die Tonleitungstechnik für digitale Tonsignalübergabe und Tonleitungsnetze besprochen.
Behandelt werden die Anforderungen an den Pegelplan und an die Qualität der Signalübergabe und anschließend daran die Gerätetechnik für 15 kHz-, 7 kHz- und PCM-Tonkanalsysteme, wobei im Hinblick auf die Anwendung auch Fragen der Pilotregelung, Entzerrung und Kompandierung behandelt werden. In gleicher Weise wird der aktuelle technische Stand der PCM-Tonkanaltechnik besprochen, die es ermöglicht, in einem 2,048 Mbit/s-Bitstrom an Stelle von 6 Fernsprechkanälen einen 15 kHz- oder zwei 7-kHz-Tonkanäle digital zu übertragen. Ebenso beschrieben wird die Gerätetechnik bzw. die Fernsehtonübertragung über Lichtwellenleiter, Koaxialkabel, Richtfunk und Satelliten.
Grundlage der behandelten Tonsignalübertragungstechnik für Satellitenfernsehen und -Hörfunk ist die neue CCIR-Hörfunknorm für digitale Signale mit 16-bit-Quantisierung und 32-kHz-Abtastfrequenz mit 16-bit/14-bit-Codeumwandlung für die Übertragung.
Abschnitt B betrifft die Fernsehübertragung. Hier wird, ausgehend vom Aufbau des Fernsehsignals sowie von den verschiedenen technischen Farbfernsehnormen einschließlich des 1985 zur Einführung beschlossenen MAC-Verfahrens (multiplexed analogin components) die leitungsbezogene Signalübertragung (nicht die hochfrequente Übertragung!) von einem Übergabepunkt zu einem anderen oder zu einem Fernsehsender beschrieben. Dargelegt werden auch Weiterentwicklungen des Fernsehens zum Digitalfernsehen nach CCIR-Empfehlung 601 und HDTV, Verfahren der Transcodierung und Normwandlung. Ein umfangreicher Abschnitt (70 Seiten) behandelt die Fernsehübertragungssysteme für videofrequente Fernsehübertragung, Übertragung über Koaxialkabel, Übertragung über Lichtwellenleiter, über Richtfunk und Satelliten.
Weiterhin sind Abschnitte über Bildlückensignale, Fernsehmeßtechnik, Fernsehschalteinrichtungen (Videokoppelsysteme) und Fernsehleitungsnetze (verschiedener Art) für die Verbindung der Sender mit den Studios enthalten.
Abschnitt C des Buches ist der Technik der Übertragungssysteme der Breitbandkommunikations (BK)-Verteilernetze gewidmet.
Nach grundsätzlichen Bemerkungen zur Netzstruktur und Gesichtspunkten zur Systemplanung liegt der Schwerpunkt des Inhalts auf der Behandlung des 300-MHz-Systems und des 450-MHz-Nachfolgesystems.

NaB 840 *D. Lochmann*

Theorie nichtlinearer Netzwerke

Von *W. Mathis*
Berlin: Springer-Verlag 1987.
401 Seiten, 80 Bilder, broschiert

Entwurf und Optimierung von elektrischen Netzwerken erfordern zunehmend die genaue Erfassung der Eigenschaften nichtlinearer Bauelemente und die Behandlung nichtlinearer Phänomene. Die komplexe Aufgabenstellung zur Analyse rückt, bedingt durch die hohe Leistungsfähigkeit der (Personal-) Computertechnik, immer mehr in den Mittelpunkt der ingenieurwissenschaftlichen Arbeit. Voraussetzung dafür ist eine geeignete nichtlineare Netzwerktheorie. Das Buch liefert hierzu als Hochschultext einen wertvollen Beitrag, wobei neue mathematische Aspekte zur Geometrisierung einbezogen werden. Inhalt und Aufbau des Buches zeigen die folgenden Kapitelüberschriften:

1. Einleitung
2. Grundkonzeptionen
3. Grundlagen der Theorie elektrischer Netzwerke
4. Lineare zeitinvariante Netzwerke
5. Lineare zeitvariante Netzwerke
6. Nichtlineare Netzwerke.

Eingangs wird didaktisch günstig eine Einordnung der Thematik im Theoriegebäude zur Netzwerktechnik vorgenommen und kurz das mathematische Instrumentarium zusammengestellt (algebraische Strukturen, Vektorräume und Abbildungen, differenzierbare Mannigfaltigkeiten). Anschließend werden Formen der Analyse aufgezählt, wobei Lösungsmannigfaltigkeiten und Bifurkationen bei nichtlinearen Netzwerken/Systemen einbezogen sind. An dieser Stelle wäre eine Übersichtsdarstellung im Sinne der globalen Analyse wüschenswert.
In den Kapiteln 3, 4 und 5 sind die Grundlagen zur klassischen Netzwerktheorie kurz umrissen und relativ breit die Theorie der linearen Netzwerke dargestellt. Dabei wird ein hoher Abstraktionsgrad erreicht, mit dem die Theorie für die ingenieurwissenschaftliche Arbeit transparent und anwendungsbereit wird. Das Hauptanliegen des Buches wird im Kapitel 6 mit seinen 12 Abschnitten behandelt. Dabei ist der moderne internationale Erkenntnisstand unter Angabe von Beispielen mit Verweisen auf die Literaturstellen in knapper Form erfaßt. Bei den nichtlinearen Widerstandsnetzwerken wird auch die parameterabhängige Analyse und die pwl-Analyse einbezogen.
Die Beschreibungsgleichungen für dynamische Netzwerke (Algebro-Differentialgleichungen; Zustandsdifferentialgleichungen) werden unter Anwendung der Differentialgeometrie an zahlreichen Beispielen überblicksmäßig erläutert. Die ingenieurwissenschaftliche Anwendung bietet hier kein so geschlossenes Bild; mit der Einführung der Poincaré-Abbildung würde die Demonstration z.B. am nichtautonomen Beispiel mit Angabe topologischer Grundstrukturen (invarianter Mannigfaltigkeiten) einschließlich der Fixpunkte (Steady-state-Analyse) und von strange attractoren bzw. Fraktalen auch die anwendungsorientierte Motivierung verbessern. Mit der Darstellung analytischer Lösungsmethoden (störungstheoretische Methoden, Mittelungsmethoden, harmonische Balance) wird das mathematische Rüstzeug vervollständigt. Zur qualitativen Theorie nichtlinearer dynamischer Netzwerke werden die Stabilitätsanalyse (Variationsgleichungen, direkte Ljapunow-Methode) und die Andronow-Hopf-Bifurkation vom mathematischen Standpunkt dargestellt, die Einordnung auf netzwerktheoretische Aufgabenstellungen erfolgt durch Literaturverweise.
Der Autor unternimmt in lobenswerter

Weise den Versuch, die modernen mathematischen Erkenntnisse für die nichtlineare Netzwerktheorie aufzubereiten und ein einheitliches Theorienkonzept zu entwickeln. Das Buch ist trotz einiger Druckfehler gut lesbar, was durch die Untergliederung in Definitionen (einschl. Bemerkungen), Sätze und Beispiele unterstützt wird.

NaB 843 *H. Uhlmann*

Physikalische Grundlagen der Lasertechnik

Von *A. Donges*
Reihe Technische Physik Bd. 1
Heidelberg: Dr. Alfred Hüthig Verlag 1988
154 Seiten, 186 Bilder, broschiert

Dem vorliegenden Buch liegt eine Vorlesung an einer Fachhochschule zugrunde. Es zeichnet sich durch eine klare, systematische und verständliche Darstellung der wesentlichen zur Laserfunktion gehörenden Grundfunktionen aus. Nach einer kurzen Einleitung wird der Welle-Teilchen-Dualismus sowie der Begriff der zeitlichen und räumlichen Kohärenz diskutiert und zunächst der Laser als Analogon zum elektrischen Oszillator skizziert. Es werden dann am Bändermodell die spontane und die stimulierte Emission abgehandelt (Verstärkereffekt) und anschließend nach Einführung des ebenen Fabry-Perot-Resonators die Eigenschaften des Lasers im selbsterregten Zustand (longitudinale Moden, Bilanzgleichungen, räumliche und zeitliche Kohärenz) dargestellt. Die Eigenart der Relaxationsschwingungen wird kurz untersucht und auf die Erzeugung extrem kurzer Impulse durch Q-Schaltung und Modenkopplung eingegangen. Das Zustandekommen und die Feldverteilung höherer transversaler Moden wird mathematisch angedeutet. Die weiteren Ausführungen gehen jedoch schwerpunktmäßig vom Gaußstrahl und der Grundmode aus, dazu werden der konfokale optische Resonator und seine Stabilitätsbedingungen abgehandelt. Abschließend werden spezielle Lasertypen (Gas-, Festkörper-, Flüssigkeits- und Halbleiterlaser) in ihrem Aufbau kurz diskutiert. Der Autor folgt damit der klassischen Darstellungsweise und bemüht sich durchweg um eine einfache, immer durchsichtige und nicht über die mathematischen Grundkenntnisse der Studenten hinausgehende Beschreibung. Leider werden gerade die für den Nachrichtentechniker fast ausschließlich interessanten Halbleiterlaser (und Lumineszenzdioden) ausgesprochen stiefmütterlich behandelt; die typischen Verhaltensweisen der verschiedenen Konstruktionen (Unterscheidung verstärkungs- und indexgeführter Wellen im Resonator sowie technologischer Varianten) werden ebensowenig erwähnt wie die sich immer mehr durchsetzenden verteilten Resonatorstrukturen (DFB-Laser). Selbst die elementare Strom-Leistungskennlinie erscheint nirgends. Das schränkt die Anwendbarkeit der Broschüre für diesen Leserkreis ein — auch wenn man die durch den Titel vorgegebene Begrenzung auf die physikalischen Grundlagen selbstverständlich anerkennen muß.
Trotzdem kann das Buch als verständliche Einführung in die physikalischen Funktionsprinzipien der optischen Verstärkung empfohlen werden.

NaB 847 *W. Glaser*

Searching Algorithms

Reihe Teubner-Texte zur Mathematik, Bd. 99
Leipzig: BSG B. G. Teubner Verlagsgesellschaft. 1987
123 Seiten, 29 Bilder, kartoniert, 13,— M

Das Buch in englischer Sprache ist von der Konzeption her so angelegt, daß es sowohl als kleine Monografie als auch als Handbuch verwendet werden kann. Es gibt einen sehr guten Überblick über den derzeitigen Erkenntnisstand und sich abzeichnende Trends auf dem Gebiet der Suchalgorithmen. Dabei werden in 5 Hauptabschnitten die wesentlichen Probleme behandelt. Die Abschnitte 1 und 2 enthalten eine Einführung, die Grundnotationen und Ausgangsdefinitionen. Die Abschnitte 3 und 4 beziehen sich auf die Darlegung von eindimensionalen und mehrdimensionalen Suchalgorithmen. Im letzten Abschnitt kommen die Probleme zur Sprache wie effiziente und dynamische Lösungen für das jeweilige Suchproblem gefunden werden können. Dabei findet der Leser eine Darstellung der Probleme zunächst aus theoretischer Sicht und eine Erläuterung anhand entwickelter Bäume. Die Applikationsbereiche werden lediglich aufgezeigt. Die Thematik wird im Buch so behandelt, daß es sowohl für Studenten als auch für Ingenieure mathematisch-naturwissenschaftlich orientierter Richtungen geeignet ist. Ein Ingenieur kann bei guter Kenntnis der englischen Fachsprache und nach intensiver Einarbeitung für seine Arbeit wesentliche Anregungen bei der Entwicklung der Suchalgorithmen erhalten.

NaB 849 *U. Frühauf*

Persönliches

Prof. Dr. rer. oec. habil. Gottfried Eichelmann zum 65. Geburtstag



Der Lebens- und Bildungsweg von Prof. Dr. rer. oec. habil. *Gottfried Eichelmann* ist typisch für viele junge, progressive Menschen, die sich nach der Befreiung vom Faschismus engagiert für den Aufbau einer neuen, friedlichen, sozialistischen Gesellschaft einsetzten. Seine berufliche und gesellschaftliche Entwicklung ist gekennzeichnet durch die Übernahme verantwortungsvoller, aber oft auch notwendiger Aufgaben und Tätigkeiten. Daß er dabei die Arbeit, die gesellschaftlichen Funktionen und seine persönliche Qualifizierung in Einklang brachte, dürfte heute noch für manchen seiner Schüler Beispiel und Ansporn sein. Prof. *Eichelmann* gehört zu den Menschen, die systematisch zwischen Einrichtungen der Deutschen Post und der Hochschule für Verkehrswesen, zwischen Theorie und Praxis, zwischen Leitungstätigkeit und Wissenschaft wechselten.
In den Jahren 1949 bis 1951 war Prof. *Eichelmann* maßgeblich am Aufbau der Betriebsschule der Deutschen Post in Dresden beteiligt. Seine zielgerichtete Arbeit führte ihn folgerichtig in Leitungsfunktionen des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen. Von dort kam er als Assistent an die sich profilierende Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List". Vom ersten Tag seiner Arbeit an der Hochschule orientierte er auf eine praxisnahe Ausbildung der Studenten für das sozialistische Nachrichtenwesen.
Im Jahre 1966, inzwischen zum Dr. rer. oec. promoviert, übernahm Prof. *Eichelmann* dann eine Leitungsfunktion im Fernmeldeamt Dresden. Sein Wirken, vor allem seine vertrauensvolle Zusammenarbeit mit allen Kolleginnen und Kollegen hat hier Maßstäbe gesetzt. Die Nachfolger hatten es schwer, diesem hohen Anspruch in der Weiterführung seiner Arbeiten gerecht zu werden.
1965 habilitierte sich Prof. *Eichelmann* und kehrte 1969 an die Hochschule zurück. Im gleichen Jahr zum Hochschuldozenten berufen, war er maßgeblich am Institut für Ökonomik des Post- und Fernmeldewesen an der Herausbildung einer technologischen Disziplin beteiligt. Daraus entstand 1970 die Fachrichtung Technologie des Nachrichtenwesens, die im gleichnamigen Wissenschaftsbereich in der Sektion Technische Verkehrskybernetik ihre Heimat fand. In dieser Sektion hat Prof. *Eichelmann* dann auch 11 Jahre die Funktion des stellvertretenden Sektionsdirektors für Erziehung, Aus- und Weiterbildung ausgefüllt.
Zahlreichen Fachkollegen ist Prof. *Eichelmann* durch seine Publikationstätigkeit in den Fachzeitschriften bekannt, viele Jahre war er Mitglied des Redaktionsbeirates der „Fernmeldetechnik". Mehrere Lehrbriefreihen und 2 Fachbücher wurden von ihm verfaßt. Er ist Mitautor einer Reihe von Handbüchern und Lexika. Besonders der Lexikographie und der terminologischen Arbeit hat er sich in den letzten Jahren auf seinem Fachgebiet gewidmet. Prof. *Eichelmann* gehört zu den Herausgebern des transpress-Lexikons „Fernmeldewesen", das zu einem Standardwerk geworden ist. Als Leiter großer und interdisziplinärer Forschungskollektive hat Prof. *Eichelmann* zur Entwicklung der Telekommunikationsdienste in der DDR beigetragen und vordergründig Fragen der Akzeptanz betrachtet. Bei diesen Arbeiten hat er viele junge Menschen mit Methoden wissenschaftlicher Arbeiten vertraut gemacht. Viele seiner Diplomanden und Promoventen sind heute an maßgeblichen Stellen des sozialistischen Nachrichtenwesens tätig und setzen das von ihrem Lehrer übernommene „Systemdenken" in ihrer täglichen Arbeit um.
Eine Reihe von staatlichen Auszeichnungen würdigen seine Leistungen. So wurde er sechsmal als Aktivist der sozialistischen Arbeit ausgezeichnet. Die Verleihung der Verdienstmedaille der Deutschen Post in Silber, der Pestalozzi-Medaille in Silber sowie des Ehrentitels Verdienter Aktivist

sind Anerkennungen seiner Verdienste. Am 28. Juni 1989 feiert Prof. Dr. rer. oec. habil. *Eichelmann* seinen 65. Geburtstag. Seine Schüler, Mitarbeiter und Kollegen wünschen ihm aus diesem Anlaß alles Gute, Gesundheit und noch viele schöne Jahre. Wenn er auch in den Ruhestand tritt, seine Hilfe, seine Lebens- und Berufserfahrung und vor allem seinen freundschaftlichen Rat wollen wir nicht missen.

NaK 56 *H. Stürz*

Kurzinformationen

• **Zellulares 900-MHz-Digital-Mobilfunksystem:** Das Mobilfunknetz B (sog. Autotelefon), gebräuchlich in BRD, Österreich, Niederlande, wird bis etwa 1992 in Betrieb sein, das nur in der BRD verwendete Mobilfunknetz C bis Ende der 90er Jahre. Beide Mobilfunknetze basieren auf analogen Nachrichtenübertragungs- und Verarbeitungsprinzipien. Ein neues, zellulares Mobilfunksystem ist im Rahmen westeuropäischer Vereinbarungen in Entwicklung und soll ab 1992 eingeführt werden. Ein mit diesem System aufgebautes Netz bietet mobilen Teilnehmern Kommunikation innerhalb 17 Ländern Europas, wobei es gleich ist, ob sich der Teilnehmer im eigenen Land oder im Ausland befindet. Die Anzahl der möglichen Teilnehmer liegt oberhalb von 2 Millionen. Von der Europäischen Konferenz der Post- und Fernmeldeverwaltungen (CEPT) wird die Aufstellung eines gemeinsamen Standards und die Vorbereitung der Betriebseinführung forciert. Die europäische Fernmeldeindustrie arbeitet in der Groupe Spéciale Mobile (GSM) zusammen. 3 Kriterien sind von dem neuen System zu erfüllen

— große Kapazität
— ISDN-Kompatibilität
— geringe Anschaffungs- und Betriebskosten.

Das konzipierte System besteht im wesentlichen aus den 4 Untersystemen: Mobilistation, Feststation, Übertragungsstrecke und Funkvermittlungsstelle. Das zu versorgende Gebiet wird in Zellen eingeteilt, in denen jeweils eine Feststation die Funkverbindung mit den mobilen Teilnehmer herstellt. Mehrere Zellen (z.B. 7) bilden ein Zellbündel, dem eine Funkvermittlungsstelle zugeordnet ist. Die innerhalb des Bereichs eines Zellbündels verwendeten Sende-Empfangsfrequenzen können im benachbarten Zellbündelbereich wiederverwendet werden. Die Funkvermittlungsstellen haben einerseits Schnittstellen zu den Feststationen, andererseits zu den öffentlichen Fernsprechnetzen und den Datennetzen, z.B. dem IDN und dem künftigen ISDN. Für die Funkverbindung ist der 900-MHz-Bereich vorgesehen, in dem 2 Bänder von je 25 MHz (890 bis 915 MHz und 935 bis 960 MHz) zur Verfügung stehen. Die Modellstation sendet jeweils im unteren Band. Bei einem Abstand von 250 (oder 200) kHz können innerhalb eines Zellbündels 100 (bzw. 125) Systeme mit je 10 (oder 8) Kanälen, also insgesamt 1000 Kanäle übertragen werden. Folgende Übertragungsverfahren standen zur Diskussion:

1. Analog FM (Frequenzmodulation), 2. Digital FDMA (frequency division multiple access), 3. Digital-Schmalband TDMA (time division multiple access), 4. Digital-Breitband TDMA.

Am günstigsten davon ist Digital-Schmalband-TDMA und dieses Verfahren wurde auch gewählt. Damit ergeben sich gegenüber den anderen drei Verfahren folgende Vorteile:

— Funkgeräte für Mobilstation und Feststation sind kleiner, leichter und billiger
— wesentlich größere max. Teilnehmerzahl
— kleinere Zellen
— geringere Sendeleistung
— verträglich mit vorhandenen Analogsystemen
— experimentelle Digital- Schmalband-TDMA-Systeme wurden gebaut und getestet: S 900 D von Bosch und ANT, DMS 90 von Ericsson
— das TDMA-Verfahren faßt im Zeitmultiplex 10 Sprachkanäle zu einem Rahmen von 32 ms Dauer zusammen. Jeder dieser Kanäle enthält Sprach-, Daten- und Textinformationen mit einer Nutzbitrate von 11 kbit/s bei einer Gesamtbitrate von 16 kbit/s.

Als Modulationsverfahren erwies sich die Mehrlagen-Frequenzmodulation, und zwar mit 4 Frequenzlagen als optimal. Der Frequenzhub beträgt dabei maximal ± 50 kHz. Durch die Zusammenfassung der Bitfolgen in Dibits ergeben sich 4 Signalzustände, die den 4 Frequenzlagen zugeordnet sind. Die Sprache wird in einem RELP-(residual excited linear prediction-)Code digitalisiert. Bezüglich ISDN-Kompatibilität bereitet das digitale Mobilfunksystem keine Probleme. Die beim Mobilfunksystem verwendeten 16-kbit/s-Zeitkanäle ermöglichen einfache Übergänge zum ISDN-Signalformat.

W. Mansfeld

• Die britische Fernmeldeverwaltung plant, sich ein **computergespeichertes Kabelregister** anzulegen. um die derzeit etwa 150000 im Lande verteilt abgelegten Kabellagepläne und 300000 Trassenführungen zentral zu verwalten. Damit können entsprechende Lageskizzen schnell abgerufen und vorgelegt werden, wenn gegenüber Betreibern von Fremdanlagen (z.B. Gas, Wasser, Elektrizität) Auskunft zu geben ist, Baugebiete erschlossen, Straßenführungen geändert oder neue Kabeltrassen gezogen werden. Zugleich enthält der Computer alle noch vorhandenen Kapazitäten an Übertragungswegen im Kabelnetz.

H.-G. Prenzlow

Ein neues Verfahren für **extrem dünne Hochtemperatur-Supraleiter** ist im Institut für Schicht- und Ionentechnik der Kernforschungsanlage Jülich (BRD) entwickelt worden. Wegen der erzielbaren extrem dünnen Schichten könnte die Methode für Verbindungen auf Mikrochips Bedeutung erlangen. Es wurden Filme abgeschieden, die bei 77 °K $>$ 1500 kA/cm^2 zulassen. Der Vorteil des Verfahrens ist die einfache und schnelle Herstellung. Ein Hochenergielaser verdampft im Vakuum bei Spuren von Sauerstoff das Supraleitmaterial, das sich im 1000 °C heißen Ofen auf dem Träger absetzt. Der Vorgang dauert 5 Minuten, zeitaufwendige Nachbehandlungen entfallen ganz.

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber: Kammer der Technik
Verlag: VEB Verlag Technik
Oranienburger Str. 13–14, Berlin, DDR, 1020
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor: Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion: Dipl.-Ing. *Ernst-O. Schönemann*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870332, 2870327) Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347)
Gestalter: *Irmgard Greschek* (Telefon: 2870339)
Lizenz-Nr.: 1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV): 18432
Gesamtherstellung: Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, Borsdorf, 7122, III-18-328
Anzeigenannahme: Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, Berlin, 1020, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH. Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR, 1157
Erfüllungsort und Gerichtsstand: Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Erscheinungsweise: monatlich 1 Heft
Heftpreis: 4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetrieben BUCHEXPORT zu entnehmen

Bezugsmöglichkeiten
DDR
sämtliche Postämter
SVR Albanien
Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien
Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR China
China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88, Beijing
ČSSR
PNS – Ústředni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezska 11, 12000 Praha 2
PNS Ústredna Expedicia a Dovoz Tlače, Pošta 002 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien
Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižrsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR
CHULPANMUL Korea Publications
Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba
Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reily No. 407, Ciudad Habana
VR Polen
C.K.P.iW. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien
D.E.P. Bucuresti, Piata Scinteii, Bucuresti
UdSSR
Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR
P. K. H. I., Külföldi Előfizetési Osztály, P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam
XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)
ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung. Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111 Berlin (West) 30
Österreich
Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B/13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz
Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder
örtlicher Buchhandel;
BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Leipzig, DDR 7010, Postfach 160; und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig DDR, 7010

INHALT

Golowin, O.; Schwarz, W.

Grundzüge eines automatisierten Kurzwellen-Nachrichtensystems

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 202 – 205

Bedeutung und Stellung des KW-Funks in modernen Nachrichtensystemen werden dargestellt. Es wird gezeigt, daß zur Erhöhung der Zuverlässigkeit und Effektivität von KW-Funkverbindungen eine automatische Steuerung und Adaptation an die veränderlichen Ausbreitungsbedingungen der Funkwellen nötig sind. Ein regionales KW-Nachrichtensystem mit räumlich abgesetzter Leitfunkstelle (Transponder) wird mit verschiedenen Strukturvarianten und technischen Realisierungsmöglichkeiten vorgestellt und diskutiert.

Bär, H.-P.; Kirpal, A.

30 Jahre integrierte Schaltkreise – Entstehung und Entwicklung der Mikroelektronik. Teil 3

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 206 – 209

Die technisch-technologische Weiterentwicklung der ICs vollzog sich zunächst auf der Grundlage der bekannten Transistortechnologien. Ab Mitte der 60er Jahre ist sie durch die Ausarbeitung der Basistechnologien der Integrationstechnik gekennzeichnet, deren wichtigste die MOS-Technik ist. Es folgten die Ausarbeitung neuer Wirkprinzipien (z. B. für Speicherschaltkreise) und die Ersetzung der Mehrheit der technologischen Teilschritte durch neuartige Verfahren. Ionenimplantation, Elektronenstrahlbelichtung, plasmachemische Ätzprozesse, rechnergestützter Schaltkreisentwurf ermöglichen eine weitere Strukturverkleinerung und damit den Übergang zur VLSI- und ULSI-Technik.

Lochmann, St. u. a.

Monomode-Schmelzkoppler – Technologie, Modellierung Eigenschaftsbild. Teil 2

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 209 – 211

Die Realisierung von Monomode-Verzweigern mit niedrigster Zusatzdämpfung und konstantem Koppelverhältnis stellt ein grundlegendes Erfordernis zur breiten Einführung der Monomode-Technik dar. Die hierzu notwendigen theoretischen Modelle werden beschrieben und vergleichend hinsichtlich ihrer Anwendbarkeit auf spezifische Verzweigerstrukturen dargestellt.
Wesentliche Einflußgrößen auf die Kopplerparameter werden abgeleitet und ausgehend von der Herstellungstechnologie im Einklang mit praktisch ermittelten Resultaten beschrieben.

Suchoiwanow, I.

Untersuchung der Modenwandlung für die Bestimmung von Mikrokrümmungsparametern in Lichtwellenleitern

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 212 – 214

Es wird eine Methode der quantitativen Bestimmung folgender Parameter der Mikrokrümmungen vorgelegt: des Parameters der Spektralfunktion und die Achsenkrümmung des LWL. Diese Methode beruht auf der komplexen Anwendung theoretischer und experimenteller Untersuchungen der Modenwandlung in kurzen LWL- und Kabelstücken.

Wardenga, W.

Rauschanalyse von Multirate-Systemen. Teil 2

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 214 – 217

Im 2. Teil des Beitrags zur Rauschanalyse von Multirate-Systemen wird das Rauschverhalten von Dezimatoren diskutiert. Weiterhin werden einfache Beziehungen zur Berechnung meßtechnisch relevanter Größen abgeleitet und der Zusammenhang zu den praktisch leicht handhabbaren quasistationären Rauschanalyseverfahren aufgezeigt. Eine Überprüfung der theoretischen Ergebnisse durch Rechnersimulation einer Interpolator-Dezimator Kaskadenschaltung zeigt eine gute Übereinstimmung.

Hoier, B.; Menge, F.

16-bit-Rechnermodul auf der Basis des Mikroprozessors 8086

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 217 – 219

Es wird ein 16-bit-Einkartenrechner vorgestellt, der mit einem 8-bit-Rechner gekoppelt werden kann. Die Rechnerkarte mit dem Mikroprozessor 8086 zeichnet sich durch einen niedrigen Bauelementeaufwand aus. Vielfältige Nutzungsmöglichkeiten, wie z. B. die Implementierung verbreiteter 16-bit-Betriebssysteme, sind denkbar. Die vorgestellte Baugruppe und das zugehörige Programmsystem sind eine günstige Variante des Übergangs zur 16-bit-Mikrorechnergeneration.

Balfanz, D.; Bergholz, A.

Digitale Codierung von Alphabeten

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 220 – 222

Im 1. Teil werden die Ergebnisse von Huffman- und Shannon-Fano-Algorithmus in Abhängigkeit von der Länge der zu codierenden Alphabete verglichen.
Im 2. Teil wird ein allgemeiner Huffman-Algorithmus entwickelt, mit dem ein beliebiges Alphabet durch z Zeichen codiert werden kann. Beispielrechnungen am Buchstabenteil des Morse-Alphabets werden durchgeführt.

Kraus, K.

Approximationsmethode zur Berechnung der komplex-konjugierten Polstellen elliptischer Tiefpässe

Nachrichtentechn., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 223 – 225

Das Ziel des Beitrages ist es, eine neue Approximationsmethode anzugeben, die für Filter gerader und ungerader Ordnung anwendbar ist.

Kieltyka, L.; Altmann, S.; Soinski, M.

Verwendung amorpher Bänder als Abschirmschichten gegen elektromagnetische Wechselfelder

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 6, S. 226 – 228

Es werden Forschungsergebnisse für Schichten und Homogenabschirmungen in Tubusform (für Monitore) und Zylinderform behandelt, die bei Anwendung des amorphen Bandes und auch klassischer Materialien (Permalloy, Transformatorenblech) hergestellt wurden. Es werden auch die Meßergebnisse der Abschirmdämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz für die Schichten Permalloy – amorphes Material untersucht.

Zum Beitrag „30 Jahre integrierte Schaltkreise" (H. 5, S. 165):

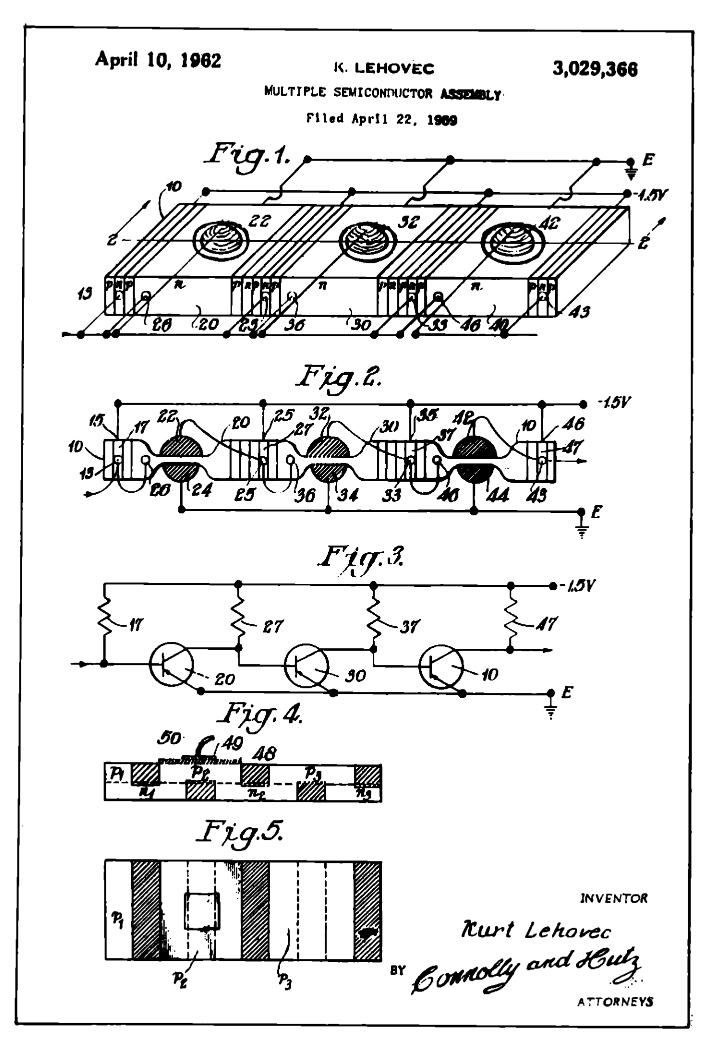


Bild 8. Vorschlag von *K. Lehovec* zur Nutzung von pn-Übergängen als Isolazionsschichten in integrierten Schaltungen. Die schichtweise angeordneten pn-Übergänge dienen lediglich zur Isolation bzw. zur Realisierung der Volumenwiderstände R17, R27, R37, R47. Die Transistoren wurden durch Legieren der Kollektor- und Emitter- und Kollektorschichten 22, 24, 32, 34, 42, 44 erzeugt. Teil der Patentschrift 3, 029, 366 [20]

ISSN 0323–4457 · Nachrichtentech., Elektron.
Berlin 39 (1989) 6, S. 201–240

18432_6
WF ET4
1160 7006 0104
100 000 002
OTND 1 5

Auslieferung in diesen Tagen

Grundlagen der Automatisierungstechnik



Von Prof. Dr. sc. techn. Heinz Töpfer und Doz. Dr.-Ing. Peter Besch
2., durchgesehene Auflage. 330 Seiten, 273 Bilder, Leinen, DDR 24,– M, Ausland 36,– DM.
Bestellangaben: 5540131/Töpfer, Grundlagen

Grundkenntnisse der Automatisierungstechnik gehören zum Ausbildungsprofil aller technischen Fachrichtungen. Von besonderem Interesse für viele Leser werden die Ausführungen über Aufbau und Programmierung von Mikroprozessoren und Mikrorechnern sein. Aufgrund der praxisbezogenen Beispiele ist das Hochschullehrbuch auch für die Weiterbildung von Ingenieuren geeignet.

Digitale Systeme

Grundlagen



Von Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Wunsch und Dr. sc. techn. Helmut Schreiber.
Unter Mitarbeit von Dr.-Ing. Peter Schwarz
3., stark bearbeitete Auflage. 184 Seiten, 139 Bilder, 3 Tafeln, Leinen, DDR 13,50 M, Ausland 24,– DM.
Bestellangaben: 5540748/Wunsch, Digitale Systeme

Bei der Bearbeitung wurde dem Anwenderaspekt stärker Rechnung getragen. Ein neu aufgenommener Abschnitt Systembeschreibung durch Register-Transfer-Sprachen mit Übungsaufgaben erleichtert den Anschluß zum rechnergestützten Systementwurf.

Informationsübertragung

Wissensspeicher

Von Prof. Dr. sc. techn. Gottfried Fritzsche und Prof. Dr. sc. techn. Günter Witzschel
4., stark bearbeitete Auflage. 424 Seiten, 550 Bilder, 63 Tafeln, Leinen, DDR 25,– M, Ausland 40,– DM.
Bestellangaben: 5539130/Fritzsche, Information (W)

Zur rationellen Aneignung von Kenntnissen und zur Reaktivierung vorhandener Erkenntnisse wird auf der Basis der Signal- und Systemtheorie ein überschaubares Bild der Kenngrößen, Gesetze und Prinzipien der einzelnen Gebiete der Nachrichtentechnik, aber auch ihrer Querverbindungen gegeben. Die Überarbeitung, gekennzeichnet durch Straffungen und Erweiterungen, berücksichtigt die Schwerpunktverlagerung in Richtung digitaler Signalverarbeitung und -übertragung, die Weiterentwicklung der Lichtleiternachrichtenübertragung und neue mikroelektronisch vorteilhafte Realisierungen von Schaltungen.

Bereits lieferbar
in 2., stark bearbeiteter Auflage:

Gerätekonstruktion

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. habil. Werner Krause
672 Seiten, 519 Bilder, 232 Tafeln, Leinen, DDR 49,– M, Ausland 60,– DM.
Bestellangaben: 5536247/Krause, Geräte

Eine geschlossene Darstellung der Baugruppen- und Gerätekonstruktion für den feinmechanischen, optischen und elektronischen Gerätebau. Zunächst werden die Grundlagen des konstruktiven Entwicklungsprozesses sowie des funktionellen und geometrisch-stofflichen Geräteaufbaus vermittelt. Es folgen wesentliche – Konstruktion, Herstellung und Einsatz beeinflussende – Faktoren der Genauigkeit, Zuverlässigkeit sowie des Schutzes von Gerät und Umwelt. Breiten Raum nimmt danach die Beschreibung typischer Funktionsgruppen ein. Der letzte Abschnitt befaßt sich mit technischer Formgestaltung und Verpackung der Geräte.

Im Fachbuchhandel erhältlich

